

Entwurf von Schalter-Kondensator-Filtern mit Spannungsumkehrschaltern

Dissertation
zur
Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs
der
Abteilung für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von
Jürgen Pandel
Wuppertal

Bochum 1983





Digitized by the Internet Archive
in 2026

ENTWURF VON SCHALTER-KONDENSATOR-FILTERN
MIT SPANNUNGSUMKEHRSCHALTERN

DISSERTATION

zur

Erlangung des Grades eines

Doktor-Ingenieurs

der

Abteilung für Elektrotechnik

an der Ruhr-Universität Bochum

von

Jürgen Pandel

Wuppertal

Bochum 1983

Dissertation eingereicht am: 6. Juni 1983

Tag der mündlichen Prüfung: 15. Juli 1983

Referent: Prof. Dr. sc. techn. A. Fettweis

Korreferent: Dr. habil. G. Zimmer

<u>Inhaltsverzeichnis</u>	Seite
<u>Zusammenfassung</u>	6
1. <u>Einleitung</u>	7
2. <u>Beiträge zur Theorie der Schalter-Kondensator- Netzwerke mit Spannungsumkehrschaltern</u>	15
2.1 Vorbemerkungen	15
2.2 Realisierung von Eintorelementen	15
2.3 Realisierung von Schaltungen	23
2.4 Realisierung der Spannungsumkehrschalter	25
2.4.1 Vorbemerkungen	25
2.4.2 Geerdete Spannungsumkehrschalter	26
2.4.3 Schwebende Spannungsumkehrschalter	33
2.5. Ein Beispiel zur Realisierung von Filterschaltungen in Abzweigstruktur	37
2.5.1 Leistung in VIS-SC-Netzwerken	37
2.5.2 Entwurf eines elliptischen Tiefpasses dritten Grades	39
2.5.3 Durchführung der Messung und Meßergebnisse	43
2.6 Schaltungen mit idealen Stromquellen	47
2.7 Elimination redundanter Spannungsumkehrschalter	55
2.8 Realisierung von idealen Spannungsquellen in Verbin- dung mit geerdeten Spannungsumkehrschaltern	63
2.9 Realisierung von Eintorelementen	66
2.10 SC-Realisierung von Schaltungen mit Leitungs- elementen und Zirkulatoren	75
2.11 Zusammenhang zwischen VIS-SC-Netzwerken und Wellen- digitalnetzwerken	81
2.12 Ergänzende Bemerkungen zur Nachbildung aktiver Referenznetzwerke	85
3. <u>Einflüsse nichtidealer Komponenten in VIS-SC- Netzwerken</u>	86
3.1 Vorbemerkungen	86
3.2 MOS-Komponenten für integrierte SC-Netzwerke	86
3.2.1 Schalter	86
3.2.2 Kondensatoren	89
3.2.3 Operationsverstärker	91
3.3 Einfluß parasitärer Kapazitäten	93

3.4	Bedingungen für die Funktionsfähigkeit von VIS-SC-Netzwerken	96
3.4.1	Einteilung der Schalter in Kategorien	96
3.4.2	Ladungseinstreuung bei Schaltern der Kategorie I und Gleichspannungs-Offset der Operationsverstärker	96
3.4.3	Ladungseinstreuung bei Schaltern der Kategorie II	108
3.4.4	Ladungseinstreuung bei Schaltern der Kategorie III	112
3.4.5	Weitere Einschränkungen bezüglich der Struktur des Referenznetzwerks	116
4.	<u>Entwurf von VIS-SC-Filtern mit verringertem Einfluß parasitärer Kapazitäten</u>	118
4.1	Vorbemerkungen	118
4.2	Referenzfilter in Abzweigstruktur mit geerdeten Elementen	120
4.2.1	Einfache Strukturen ohne Dämpfungspole bei endlichen, von null verschiedenen Frequenzen	120
4.2.2	Versteilerte Filter	123
4.2.3	Herleitung geeigneter Leitungselementstrukturen mit Hilfe der Wellenparametertheorie	126
4.2.3.1	Tiefpässe	127
4.2.3.2	Hochpässe	131
4.2.3.3	Bandpässe	134
4.3	Elimination der Einflüsse von Bodenparasitäten mit Hilfe geeigneter Spannungsumkehrverfahren	141
4.3.1	SC-Netzwerkblöcke für Leitungselementfilter mit ausschließlich geerdeten Elementen	141
4.3.2	Realisierung eines Netzwerkblocks mit modifizierten Spannungsumkehrschaltern	142
4.3.3	SC-Netzwerke mit Nachladeschaltern	146
4.3.3.1	Zwei weitere Schaltungen zur Realisierung von Nachladeschaltern	146
4.3.3.2	Ein SC-Tiefpaß 7. Ordnung	153
4.3.3.3	Ein SC-Bandpaß 14. Ordnung	157
4.3.3.4	Einfluß der Deckparasitäten bei Verwendung von Typ A - Nachladeschaltern	162
4.3.3.5	Einfluß der Deckparasitäten bei Verwendung von Typ B - Nachladeschaltern	167

4.3.4	Modifizierte Nachladebausteine	171
4.3.4.1	Realisierung mit Typ A- und Typ B-Nachladeschaltern	171
4.3.4.2	Realisierung von Induktivitäten und Gyroelementen	175
4.3.4.3	Filterschaltungen mit modifizierten Nachladebausteinen	179
4.3.5	Weitere Verfahren für die Elimination der Einflüsse von Bodenparasitäten	188
4.4	Numerische Untersuchung der Einflüsse von nichtidealen Bauelementen auf das Dämpfungsverhalten eines Leitungselement-Tiefpasses 7. Ordnung	189
4.4.1	Einflüsse der Deckparasitäten und der Eingangskapazitäten der Verstärker	189
4.4.2	Kompensation und Elimination der Einflüsse von Deckparasitäten in Typ A-Nachladeschaltern	193
4.4.3	Auswirkungen einer unvollkommenen Kompensation und verbleibende Einflüsse der Bodenparasitäten bei nichtidealen Verstärkern	197
4.5	Einige experimentelle Ergebnisse	202
4.6	Ein Verfahren zur Reduktion der Kapazitätsverhältnisse in VIS-SC-Filtern mit modifizierten Nachladebausteinen	212
4.7	Abschließende Bemerkungen	215
	<u>Literaturverzeichnis</u>	220

Zusammenfassung

Schalter-Kondensator-Filter (SC-Filter) sind Netzwerke mit periodisch betätigten Schaltern, Kondensatoren und Verstärkern. Alle Komponenten sind in einer MOS-Technologie in integrierter Form realisierbar. Die Übertragungsfunktionen hängen nur von den Kapazitätsverhältnissen ab, jedoch nicht von den Absolutwerten der Kondensatoren, so daß diese Netzwerke für eine Integration besonders geeignet sind. In SC-Filtern mit Spannungsumkehrschaltern werden passive reziproke und nichtreziproke Bauelemente eines zeitinvarianten Referenznetzwerks durch periodisch geschaltete Kondensatoren nachgebildet. Die Spannungsumkehrschalter werden für die Zusammenschaltung der einzelnen SC-Bausteine benötigt.

In der vorliegenden Arbeit wird zunächst die grundlegende Theorie der SC-Netzwerke mit Spannungsumkehrschaltern rekapituliert und in einigen wichtigen Aspekten ergänzt. Insbesondere werden Realisierungsmöglichkeiten für ideale Spannungs- und Stromquellen angegeben. Es werden die nichtidealen Eigenschaften der für eine integrierte Realisierung benötigten MOS-Komponenten diskutiert, und es wird gezeigt, daß gewisse parasitäre Effekte durch ideale Spannungs- und Stromquellen im Referenznetzwerk berücksichtigt werden können. Aufgrund dieser "parasitären Quellen" kann es bei einigen SC-Filterstrukturen zu Ladungsakkumulationen kommen, so daß die Schaltungen funktionsunfähig werden. Es werden deshalb notwendige Kriterien für eine Funktionsfähigkeit der SC-Schaltungen hergeleitet.

Durch die in einem integrierten SC-Filter unvermeidbaren parasitären Kapazitäten - kurz Parasitäten genannt - wird das Übertragungsverhalten stark beeinflusst. Besonders störend ist die zwischen der unteren Elektrode eines integrierten Kondensators und dem Substrat auftretende Bodenparasität. Es wird gezeigt, daß die Einflüsse aller Bodenparasitäten sowie aller parasitären Eingangskapazitäten der Verstärker durch geeignete Spannungsumkehrverfahren eliminiert werden können, wenn im Referenzfilter alle Elemente geerdet sind. Hierdurch wird bei Filtern höheren Grades die Verwendung von Leitungselementen - gegebenenfalls in Kaskadenschaltung mit Gyratoren - erforderlich. Mit Hilfe der Wellenparametertheorie werden geeignete Strukturen für Tiefpässe, Hochpässe und Bandpässe hergeleitet.

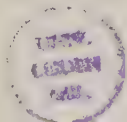
Zwar sind die parasitären Kapazitäten zwischen der oberen Elektrode eines Kondensators und Masse wesentlich kleiner als die Bodenparasität, jedoch können die erstgenannten bei Filtern mit strengen Dämpfungsanforderungen das Übertragungsverhalten ebenfalls empfindlich stören. Es werden deshalb Verfahren zur Reduktion, Kompensation und Elimination der Einflüsse dieser Parasitäten angegeben. Bei allen Methoden wird die geringe Dämpfungsempfindlichkeit gegenüber Bauelementtoleranzen nicht beeinträchtigt.

1. Einleitung

Durch die Fortschritte in der Entwicklung von MOS-Technologien ist es in den letzten Jahren möglich geworden, Filter in integrierter Form herzustellen. Die drei wichtigsten Klassen monolithisch integrierbarer Filterschaltungen sind *Ladungstransferfilter* (charge coupled device, CCD), *Schalter-Kondensator-Filter* (SC-Filter) und *Digitalfilter*. Ein Überblick hierüber ist z. B. in [1] zu finden. Allen drei Verfahren gemeinsam ist, daß die Signale *zeitdiskret* verarbeitet werden. Das bedeutet, daß ein zeitkontinuierliches Signal zunächst abgetastet werden muß, bevor es in dem betreffenden System weiterverarbeitet werden kann. Häufig brauchen jedoch aufgrund der Schaltungsstruktur des Systems keine zusätzlichen Maßnahmen für die Realisierung einer Abtast-Halte-Schaltung getroffen zu werden.

In Digitalsystemen erfolgt die Signalverarbeitung außerdem *wertdiskret*. Die analogen Abtastwerte werden in einem Analog-Digital-Wandler (AD-Wandler) in Digitalworte endlicher Länge umgesetzt. Soll das Ausgangssignal des Digitalfilters analog weiterverarbeitet werden, so ist zusätzlich eine Digital-Analog-Umsetzung erforderlich. Diese Umwandlungen entfallen, wenn das Filter in einem größeren Digitalsystem betrieben wird.

Mit Digitalfiltern lassen sich im Prinzip beliebig strenge Filterforderungen erfüllen. Einschränkungen ergeben sich nur aus dem erforderlichen Realisierungsaufwand (Platzbedarf, Leistungsverbrauch) und der endlichen Rechengeschwindigkeit (die Zahl der Rechenoperationen pro Zeiteinheit steigt i. a. mit strenger werdenden Filterforderungen). Auf der anderen Seite bestehen bei analogen Abtastfiltern (CCD- und SC-Filter) Einschränkungen hinsichtlich der Fertigungsgenauigkeit der frequenzbestimmenden Bauelemente. Ferner ergeben sich aufgrund gewisser Nichtidealitäten Abweichungen vom gewünschten Übertragungsverhalten. Trotz dieser gegenüber Digitalfiltern ungünstigeren Eigenschaften könnten in einigen Anwendungsfällen sowohl die SC-Filter als auch die CCD-Filter vorzuziehen sein, insbesondere im Hinblick auf den Leistungsverbrauch und die maximal erzielbare Betriebs-



rate. Mit CCD-Filtern lassen sich - von wenigen Ausnahmen abgesehen, z. B. [2] - nur nichtrekursive Strukturen realisieren. Daher ist selbst zur Erfüllung mäßig strenger Filterforderungen ein beträchtlicher Schaltungsaufwand erforderlich. Im Gegensatz dazu werden SC-Filter fast ausschließlich zur Realisierung rekursiver Strukturen benutzt; sie sind daher in vielen Fällen den CCD-Filtern vorzuziehen.

Eine der wichtigsten Eigenschaften von SC-Netzwerken ist, daß ihre Übertragungsfunktionen (in dem für Abtastsysteme transformierten Frequenzbereich) nur von Kapazitätsverhältnissen abhängen und nicht etwa von den Absolutwerten der Bauelemente. Die relativen Kapazitätswerte können in einer integrierten Version mit hoher Genauigkeit eingestellt werden, da sie den Verhältnissen der geometrischen Abmessungen entsprechen. Fertigungstoleranzen ergeben sich nur durch Ätzfehler der Kanten und durch Schichtdickenschwankungen des Gate-Oxids innerhalb einer integrierten Schaltung. Zur Zeit lassen sich Toleranzen $< 0,1\%$ erreichen [1]. Darüber hinaus werden aufgrund der oben genannten Eigenschaft die Einflüsse von Temperaturschwankungen und Alterung klein gehalten.

Für den Entwurf von SC-Filtern gibt es eine Reihe unterschiedlicher Konzepte. Einen Überblick über die verschiedenen Entwicklungen und Verfahren geben die Arbeiten von Weinrichter [3] und Fettweis [4,5]. Die ersten Verfahren sind schon in den 60er Jahren vorgestellt worden [6-8]. Grundlage der damaligen Arbeiten war die Dissertation von Fettweis [9] über Resonanztransfer-Schaltungen. Bereits bei den ersten Verfahren galt die Eigenschaft, daß ihre Übertragungsfunktionen nur von Kapazitätsverhältnissen abhingen [8] und somit geeignet sind für Technologien (z.B. integrierte Schaltungen), mit denen zwar die relativen aber nicht die absoluten Kapazitätswerte sehr genau eingestellt werden können [10]. Da zu der damaligen Zeit jedoch noch keine Möglichkeit bestand, die Filter in integrierter Form herzustellen, wurden diese Verfahren nur wenig beachtet.

Unabhängig von den Arbeiten über Resonanztransfer-Filter wurden von Baker [11] und Fried [12] Methoden vorgestellt, die Widerstände in RC-Filtern durch periodisch geschaltete Kapazitäten zu ersetzen. Verstärker wurden von Baker nicht nur zur Entkopplung einzelner Stufen eingesetzt, sondern auch für Strukturen mit Rückkopplung. Insbesondere stellte er die Nachbildung eines RC-aktiven Tiefpasses 2. Ordnung vor, wobei allerdings die Verstärkung eines Verstärkers durch einen Widerstandsspannungsteiler eingestellt wurde. Fried hingegen benutzte einen MOSFET-Source-Folger nur für das Ausgangssignal. Demzufolge konnte mit seinen Filtern - zumindest für Tiefpässe und Hochpässe - keine hohe Selektivität erzielt werden. Für die Realisierung von schmalbandigen Bandpässen hoher Güte schlug Fried [12] ein dem N-Pfad-Filterprinzip [13] ähnliches Verfahren vor, ohne jedoch darauf Bezug zu nehmen.

Erste integrierte SC-Filter wurden 1977 vorgestellt [14-16]. Hierbei wurde jedoch noch ein anderes Konzept verwendet. Durch die Hinzunahme von Operationsverstärkern löste man sich von den Einschränkungen, die bei der Simulation von passiven RC-Filtern gegeben sind. Die gewünschte Filter-Übertragungsfunktion wurde "direkt" realisiert, d.h., die Kapazitätsverhältnisse wurden aus den Polen und Nullstellen der Übertragungsfunktion berechnet. Ein Vorteil dieses Verfahrens ist, daß die resultierenden Filter vollkommen unempfindlich gegenüber den in integrierten Schaltungen auftretenden parasitären Kapazitäten sind [14,17]. Nachteilig ist jedoch eine sehr hohe Empfindlichkeit der Dämpfung gegenüber Bauelementtoleranzen.

Diese Empfindlichkeit läßt sich erheblich reduzieren durch die Nachbildung beidseitig resistiv abgeschlossener LC-Abzweigschaltungen. Diese Filter besitzen nämlich aufgrund ihrer Verlustfreiheit in Verbindung mit den resistiven Abschlüssen und ihrer Abzweigstruktur eine äußerst geringe Empfindlichkeit der Dämpfung gegenüber Bauelementtoleranzen sowohl im Durchlaßbereich als auch im Sperrbereich [18-20]. Voraussetzung hierfür ist allerdings, daß die Filter geeignet entworfen worden sind, d.h., daß sie eine

hinreichend kleine maximale Dämpfung im Durchlaßbereich besitzen. Es liegt also nahe, zu versuchen, diese günstigen Empfindlichkeitseigenschaften auf die SC-Filter zu übertragen. Bei einem "idealen SC-Filter-Konzept" sollten demnach folgende Forderungen erfüllt sein:

Forderung 1: Das SC-Filter soll von einer beidseitig resistiv abgeschlossenen, eventuell mit Leitungselementen [21] kombinierten, verlustfreien LC-Abzweigschaltung (Referenzfilter) hergeleitet sein. Ferner soll zu jedem beliebigen Satz an Kapazitätswerten des SC-Filters ein entsprechender Satz an Bauelementwerten des Referenzfilters existieren und umgekehrt.

Forderung 2: Das SC-Filter soll unempfindlich sein gegenüber parasitären Kapazitäten, d.h., die Einflüsse der parasitären Kapazitäten sollen vollständig eliminiert sein oder zumindest um den Leerlaufverstärkungsfaktor der Operationsverstärker reduziert werden.

Forderung 3: Das Referenzfilter soll in einem transformierten Frequenzbereich, der im folgenden mit ψ -Bereich bezeichnet wird, entworfen werden. Hierbei soll durch eine geeignete Frequenztransformation das für Abtastsysteme relevante Frequenzintervall $[-F/2, F/2]$ auf die abgeschlossene imaginäre Achse des ψ -Bereichs abgebildet werden. Ferner soll die linke und die rechte p -Halbebene jeweils auf die linke und die rechte ψ -Halbebene abgebildet werden. (Hierbei ist p die gewöhnliche komplexe Frequenz.)

Forderung 3 wird durch die bilineare Transformation der sogenannten z -Variablen erfüllt. In diesem Fall bestehen keinerlei Einschränkungen bezüglich der Betriebsrate (außer der Notwendigkeit, das Abtasttheorem einzuhalten) und der Lage der Dämpfungspole. Ferner impliziert Stabilität im ψ -Bereich auch Stabilität im p -Bereich und umgekehrt.

Einige Versuche, die Empfindlichkeit gegenüber Bauelementtoleranzen bei SC-Filtern zu reduzieren, wurden in [22-24] vor-

gestellt. Hierbei wird wie bei den entsprechenden RC-aktiven Filtern [25] der Signalflußgraph beidseitig resistiv abgeschlossener LC-Abzweigschaltungen für den Entwurf der SC-Schaltung zugrunde gelegt. Als Signalgrößen werden Zweigströme und -spannungen des Referenzfilters verwendet. Bei diesem "Signalflußgraphen-Verfahren" werden die Einflüsse parasitärer Kapazitäten ebenfalls eliminiert [26], jedoch bestehen aufgrund der verwendeten Frequenztransformation [27] erhebliche Einschränkungen bezüglich der Betriebsrate. Diese muß nämlich wesentlich größer sein als der Frequenzbereich der zu filternden Signale. Darüber hinaus sind bei den verwendeten Schaltungen die Abschlußimpedanzen nicht reell sondern komplex [28,29]. Durch geeignete schaltungstechnische Maßnahmen (siehe z.B. [29-32]) bzw. durch besondere Syntheseverfahren [33] lassen sich zwar gewisse Verbesserungen erzielen, jedoch können die oben erwähnten Einschränkungen hinsichtlich der Betriebsrate nicht vollständig ausgeräumt werden.

Durch die Anwendung der oben diskutierten bilinearen Frequenztransformation werden diese Schwierigkeiten behoben. Daher wurde von Temes [34] und Lüder [35] vorgeschlagen, die Widerstände in RC-aktiven Filtern durch periodisch umgeschaltete Kondensatoren zu ersetzen. Bei diesen Verfahren sind allerdings die entsprechenden Schaltungen nicht mehr unempfindlich gegenüber parasitären Kapazitäten. Eine weitere Methode zur Erzielung der bilinearen Frequenztransformation bei der Nachbildung RC-aktiver Netzwerke wurde von Rahim, Copeland und Chan [36] beschrieben. Hierbei müssen jedoch wie bei den Konzepten anderer Autoren [37-40] zwischen einzelnen Kapazitätswerten gewisse Nebenbedingungen eingehalten werden, was eine Erhöhung der Empfindlichkeit gegenüber Bauelementtoleranzen bedeutet. Bei keinem dieser Verfahren wird die oben angegebene Forderung 1 für ein "ideales" SC-Filterkonzept erfüllt.

Weitere SC-Filter-Verfahren beruhen auf der direkten SC-Nachbildung der Bauelemente des Referenznetzwerks [41-52]. Hierbei werden die entsprechenden SC-Elemente gemäß der Struktur des Referenzfilters zusammengeschaltet, wobei bei dem von Fettweis

entwickelten Verfahren [43,44] ein weiterer SC-Baustein, der sogenannte *Spannungsumkehrschalter* (voltage inverter switch, VIS), hinzukommt. Vielfach müssen jedoch für die Nachbildung der Induktivitäten bestimmte Bedingungen zwischen einzelnen Kapazitätswerten eingehalten werden [41,45,48-50,52], was wiederum zur Folge hat, daß die entsprechenden Schaltungen nicht die gleichen geringen Empfindlichkeiten gegenüber Toleranzen aufweisen wie die Referenzfilter, aus denen sie hergeleitet sind. Nur bei dem Verfahren von Temes, Orchard und Jahanbegloo[42] sowie bei dem VIS-SC-Filterkonzept [43,44] besteht eine eindeutige Korrespondenz zwischen dem SC-Netzwerk und dem Referenznetzwerk bei gleichzeitiger Anwendung der bilinearen Frequenztransformation. Das Verfahren der erstgenannten Autoren beruht allerdings ebenfalls auf der Nachbildung RC-aktiver Netzwerke, die ihrerseits wiederum von LC-Schaltungen hergeleitet sein können. Als Beispiel wird in [42] die SC-Realisierung eines Netzwerks mit sogenannten "frequenzabhängigen negativen Widerständen" (frequency dependent negative resistance, FDNR) [53] vorgestellt, wobei diese geerdet sein müssen.

Im Gegensatz dazu können bei dem Verfahren von Fettweis [43,44] beliebige (zumindest unter idealen Voraussetzungen beliebige *) aus Widerständen, Kapazitäten, Induktivitäten und Leitungselementen bestehende Netzwerke mit SC-Schaltungen nachgebildet werden. Bei Netzwerken mit Leitungselementen bzw. mit "quasireziproken Leitungselementen" (QUARL) [5,7-10,44] müssen jedoch ähnlich wie bei Digitalfiltern gewisse Realisierbarkeitsbedingungen [54] eingehalten werden. Ideale Übertrager, Gyratoren und Zirkulatoren können nur in Verbindung mit Leitungselementen und quasireziproken Leitungselementen realisiert werden. Darüber hinaus können mit diesem Konzept auch aktive Strukturen, insbesondere auch alle RC-aktiven Netzwerke nachgebildet werden.

Gemeinsame Nachteile aller Verfahren zur direkten Simula-

* Aufgrund nichtidealer Effekte sind bestimmte Strukturen nicht erlaubt (vgl. Abschnitt 3.4).

tion der Bauelemente eines Referenznetzwerks ist, daß die resultierenden SC-Schaltungen nicht vollkommen unempfindlich gegenüber parasitären Kapazitäten sind. Im Rahmen dieser Arbeit soll jedoch gezeigt werden, daß bei den VIS-SC-Filtern zumindest bei bestimmten Strukturen eine sehr geringe Dämpfungsempfindlichkeit erzielt werden kann.

Eine weitere Möglichkeit, eine geringe Empfindlichkeit gegenüber Bauelementtoleranzen zu erhalten, beruht auf der Nachbildung von Wellendigitalfiltern [55], die ihrerseits ebenfalls aus LC-Schaltungen hergeleitet sind. Bei diesen Verfahren werden die in Wellendigitalfiltern auftretenden Adaptoren durch SC-Schaltungen realisiert [56-58]. Jedoch nur bei dem in [56] angegebenen Verfahren besteht die entsprechend geringe Empfindlichkeit gegenüber Bauelementschwankungen, bei den anderen Verfahren [57,58] müssen wieder bestimmte Nebenbedingungen eingehalten werden. Dafür besitzen letztere Verfahren allerdings den Vorteil, daß sie vollkommen unempfindlich gegenüber parasitären Kapazitäten sind. An dieser Stelle ist noch zu bemerken, daß bei den VIS-SC-Filtern [43,44] ebenfalls eine enge Verwandtschaft mit den Wellendigitalfiltern besteht. Bestimmte Schaltungskonfigurationen in VIS-SC-Filtern können als SC-Realisierung von Adaptoren aufgefaßt werden [59].

Unter allen bisher vorgestellten SC-Filter-Verfahren gibt es keines, daß alle drei oben angegebene Bedingungen eines idealen Konzepts erfüllt. Es ist zu vermuten, daß ein solches Verfahren gar nicht existiert. Die Untersuchungen in der vorliegenden Arbeit beschränken sich auf SC-Netzwerke mit Spannungsumkehrschaltern. Vornehmlich werden entsprechende SC-Realisierungen frequenzselektiver Filter betrachtet. Im Hauptteil dieser Arbeit (Kapitel 4) wird gezeigt, daß für VIS-SC-Filter, die von verlustfreien Abzweigschaltungen zwischen resistiven Abschlüssen hergeleitet sind, unter Erfüllung der Forderungen 1 und 3 anstelle der Forderung 2 folgende Bedingung eingehalten werden kann:

Das SC-Filter soll unempfindlich sein gegenüber den in einer integrierten Version auftretenden parasitären Kapazitäten

zwischen den Bodenelektroden (auch Grundelektroden genannt) der Kondensatoren und Substrat. *

Diese Bedingung kann jedoch nur dann erfüllt werden, wenn das SC-Filter aus einem Referenzfilter hergeleitet ist, das ausschließlich aus geerdeten Elementen besteht [59-64]. Es wird deshalb gezeigt, wie mit Hilfe der Wellenparametertheorie geeignete Referenzfilterstrukturen für Tiefpässe, Hochpässe und Bandpässe gefunden werden können.

Es werden verschiedene Verfahren für die Elimination der Einflüsse von Bodenparasitäten angegeben. Ferner wird gezeigt, daß in einigen Fällen die meisten *Deckparasitäten* (parasitäre Kapazitäten zwischen der Deckelektrode eines Kondensators und Masse) nur Bauelementänderungen der zugehörigen Kondensatoren entsprechen. Da aber die Dämpfungsempfindlichkeit gegenüber solchen Änderungen außerordentlich gering ist, besteht eine entsprechend geringe Empfindlichkeit gegenüber diesen Parasitäten. Die Einflüsse der verbleibenden Deckparasitäten können durch zusätzliche Schaltungsmaßnahmen kompensiert bzw. eliminiert werden, und zwar ohne Beeinträchtigung der soeben erwähnten geringen Empfindlichkeit.

Zuvor werden im Kapitel 2 dieser Arbeit einige wichtige Ergebnisse aus der Theorie der Schalter-Kondensator-Filter mit Spannungsumkehrschaltern zusammengestellt, und es werden Realisierungsmöglichkeiten für ideale Spannungs- und Stromquellen angegeben. Im Kapitel 3 werden die nichtidealen Eigenschaften der für integrierte SC-Filter benötigten MOS-Komponenten diskutiert, und es wird gezeigt, daß gewisse parasitäre Effekte durch ideale Spannungs- und Stromquellen im Referenznetzwerk berücksichtigt werden können. Aufgrund dieser "parasitären Quellen" kann es bei einigen SC-Filterstrukturen zu Ladungsakkumulationen kommen, so daß die Schaltungen funktionsunfähig werden. Es werden deshalb notwendige Kriterien für eine Funktionsfähigkeit der SC-Schaltungen hergeleitet.

* Diese parasitären Kapazitäten werden im folgenden mit *Bodenparasitäten* bezeichnet.

2. Beiträge zur Theorie der Schalter-Kondensator-Netzwerke mit Spannungsumkehrschaltern

2.1 Vorbemerkungen

SC-Netzwerke mit Spannungsumkehrschaltern sind eng verwandt mit Resonanztransferschaltungen [6-9]. Der Spannungsumkehrschalter kann als "integrierbare Realisierung" des Resonanztransfer-schalters angesehen werden. Frühere Versuche, diesen elektronisch nachzubilden [6,65-67], führten nicht zu integrierbaren Lösungen.

Die Grundlagen der Theorie der VIS-SC-Netzwerke sind in den beiden Arbeiten [43] und [44] ausführlich dargestellt. Wir wollen daher hier nur einige wichtige Ergebnisse rekapitulieren, die im weiteren Verlauf dieser Arbeit benötigt werden. Ferner soll die Theorie in verschiedenen Punkten ergänzt werden. Insbesondere wollen wir uns mit der Realisierung von Schaltungen mit *idealen* Quellen befassen, und zwar nicht etwa, weil diese für die Praxis besonders wichtig wären, sondern weil für die Analyse der Einflüsse einiger nichtidealer Komponenten Ersatzschaltungen mit idealen Quellen angegeben werden können. Weiterhin wollen wir Verfahren zur Einsparung von Spannungsumkehrschaltern angeben. Zum Schluß dieses Kapitels werden wir auf den Zusammenhang zwischen VIS-SC-Netzwerken und Wellendigitalnetzwerken eingehen.

2.2 Realisierung von Eintorelementen

Die Ströme, die in Schalter-Kondensator-Netzwerken (nicht nur in VIS-SC-Netzwerken) fließen, bestehen aus einzelnen sich nicht überlappenden Impulsen. Dies gilt zumindest immer dann, wenn das SC-Netzwerk über eine Abtast-Halte-Schaltung gespeist wird. Aufgrund der Tatsache, daß die Schalter periodisch betätigt werden, treten die Stromimpulse ebenfalls in periodischen Zeitabständen auf. Wir wollen uns zunächst auf den Fall beschränken, daß innerhalb einer *Betriebsperiode* T nur jeweils ein einzelner Stromimpuls durch einen Zweig des SC-Netzwerks fließt. Dies bedeutet jedoch keine Einschränkung der Allgemeinheit. Treten nämlich mehrere Stromimpulse innerhalb einer Periode T auf, so lassen sie sich für die nun folgenden Betrachtungen zu *einem Hauptimpuls* zusammenfassen.

Dem n -ten (Haupt-)Impuls dieser Impulsfolge ordnen wir einen Anfangszeitpunkt t_{nb} (before) und einen Endzeitpunkt t_{na} (after) zu. Ferner definieren wir zwei Zeitgrößen t_b und t_a durch

$$t_b = \min_{n \in \mathbb{Z}} (t_{nb} - nT) \quad t_a = \max_{n \in \mathbb{Z}} (t_{na} - nT) . \quad (2.1a,b)$$

Hierdurch ist gewährleistet, daß der n -te Impuls innerhalb des Intervalls $[t_b + nT, t_a + nT]$ auftritt. Eine hinreichende Bedingung für die Überlappungsfreiheit der Impulse ist

$$t_a - t_b < T . \quad (2.2)$$

Bei periodischer Betätigung der Schalter ist diese Bedingung immer erfüllt. Die mit einem Stromimpuls transportierte Ladung bezeichnen wir mit q . Den einzelnen Ladungsmengen ordnen wir Zeitpunkte

$$t_n = t_0 + nT, \quad n \in \mathbb{Z} \quad (2.3)$$

zu, wobei t_0 eine beliebige Konstante ist. Es ist jedoch zweckmäßig, t_0 so zu wählen, daß $t_a - T < t_0 < t_b + T$ gilt, d.h., daß der Zeitpunkt t_n zwischen dem Endzeitpunkt des $(n-1)$ -ten und dem Anfangszeitpunkt des $(n+1)$ -ten Impulses liegt. Für die Ladung q schreiben wir also $q = q(t_n)$, wobei diese Funktion nur für die durch (2.3) angegebenen diskreten Werte definiert ist. Ein Beispiel eines solchen Impulsstromes $i(t)$ zeigt Bild 2.1.

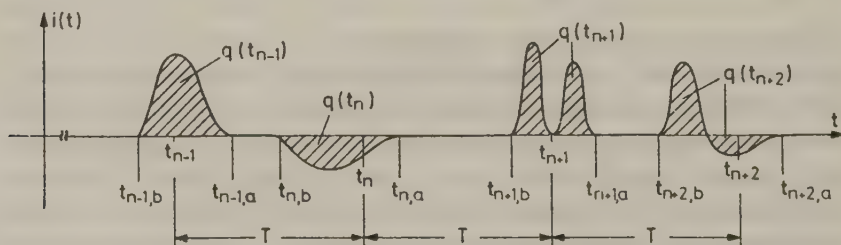


Bild 2.1 Ein aus einander nicht überlappenden Impulsen bestehender Strom $i(t)$.

Dieser Strom $i(t)$ fließe nun durch eine Kapazität C (Bild 2.2). Durch den n -ten Impuls ändert sich die Spannung $v(t)$ über der Kapazität C von einem Anfangswert $v_b(t_n)$ auf einen Endwert

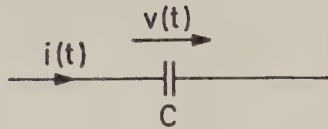


Bild 2.2 Eine von dem Impulsstrom $i(t)$ gespeiste Kapazität C .

$v_a(t_n)$. Obwohl diese beiden Spannungswerte zu den *unterschiedlichen* Zeitpunkten t_{nb} und t_{na} auftreten, wollen wir beiden den *gleichen* Zeitpunkt t_n zuordnen. Der Zusammenhang zwischen v_a , v_b und q ist durch

$$q(t_n) = C(v_a(t_n) - v_b(t_n)) \quad (2.4)$$

gegeben. Der arithmetische Mittelwert von v_a und v_b wird mit u bezeichnet:

$$u(t_n) = (v_a(t_n) + v_b(t_n))/2 \quad (2.5)$$

Die Funktionen u , v_a und v_b sind selbstverständlich ebenfalls wie q nur für die diskreten Werte t_n definiert. Da der Strom zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen gleich null ist, bleibt die Ladung auf dem Kondensator erhalten, d.h., es gilt die Beziehung

$$v_b(t_n) = v_a(t_{n-1}) \quad (2.6)$$

Wir betrachten nun den Fall des eingeschwungenen Zustands bei Erregung mit einer Exponentialschwingung*. Ein Signal $x(t_n)$ läßt sich dann in der Form

$$x(t_n) = X e^{p t_n} \quad (2.7)$$

schreiben. Hierbei ist X eine komplexe Konstante, p die gewöhnliche komplexe Frequenz, und t_n ist gegeben durch (2.3). Die Funktionen q , v_a , v_b und u lassen sich ebenfalls in dieser Form angeben, die jeweiligen komplexen Konstanten werden dann mit den

* Wenn wir im folgenden von einem eingeschwungenen Zustand sprechen, so setzen wir immer die Erregung mit einer Exponentialschwingung voraus.

entsprechenden Großbuchstaben bezeichnet. Aus den Gleichungen (2.4) bis (2.6) erhalten wir dann

$$Q = C(V_a - V_b) , \quad (2.8)$$

$$U = (V_a + V_b)/2 , \quad (2.9)$$

$$V_b = V_a e^{-pT} . \quad (2.10)$$

Die Eliminierung von V_a und V_b aus diesem Gleichungssystem führt zu

$$U = \frac{Q}{2C} \cdot \frac{1+e^{-pT}}{1-e^{-pT}} .$$

Mit

$$J = Q/T , \quad R = T/2C \quad (2.11a,b)$$

und der Frequenzvariablen

$$\psi = \tanh(pT/2) = (z-1)/(z+1) , \quad z = e^{pT} , \quad (2.12a,b)$$

erhalten wir schließlich daraus die Beziehung

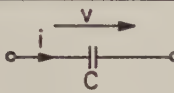
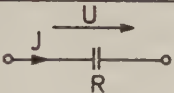
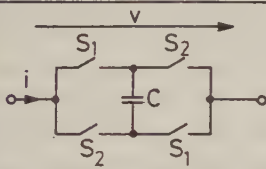
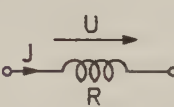
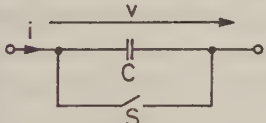
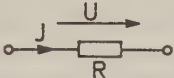
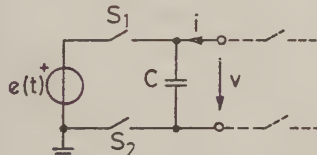
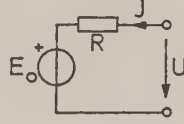
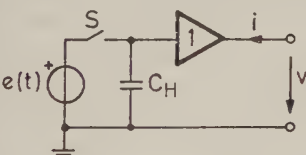
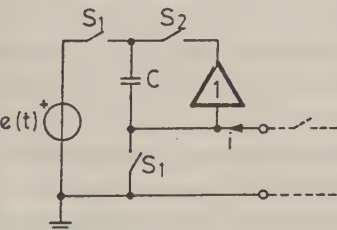
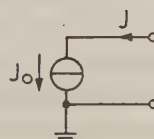
$$U = J R / \psi . \quad (2.13)$$

Diese Gleichung stellt offensichtlich die Strom-Spannungs-Beziehung einer Kapazität mit der Impedanz R/ψ dar, d.h., wir erhalten als äquivalente Schaltung ebenfalls eine Kapazität im ψ -Bereich (vgl. 1. Zeile der Tab. 2.1). Als Frequenzvariable wird nun nicht mehr p , sondern die durch (2.12a) definierte bilineare Transformation der z -Variablen verwendet. Diese Transformation erfüllt die in der Einleitung aufgestellte Forderung 3 für ein "ideales" SC-Filterkonzept. Insbesondere folgt für $p = j\omega$ aus (2.12a,b) die Beziehung

$$\psi = j\varphi , \quad \varphi = \tan\omega T/2 = \tan\pi f/F , \quad (2.14)$$

d.h., für imaginäre Werte von p ist auch ψ imaginär und umgekehrt. Darüber hinaus gelten die Relationen

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} p > 0 & \quad \Leftrightarrow \quad \operatorname{Re} \psi > 0 , \\ \operatorname{Re} p < 0 & \quad \Leftrightarrow \quad \operatorname{Re} \psi < 0 , \end{aligned}$$

SC-Realisierung	Bauelement im ψ -Bereich	Mathematische Beschreibung	$R = \frac{T}{2C}$
		$U = JR / \psi$	
		$U = JR \psi$	
		$U = JR$	
		$U = E_0 + JR$ $E_0 = E e^{-pT_0}$	
		$U = E_0$ $E_0 = E e^{-pT_0}$	
		$J = J_0 = E_0 / R$ $E_0 = E e^{-pT_0}$	

Tab. 2.1 Tabelle der Eintorelemente, ihre SC-Realisierungen und ihre Strom-Spannungs-Beziehungen im ψ -Bereich.

woraus folgt, daß Stabilität im p -Bereich auch Stabilität im ψ -Bereich impliziert und umgekehrt. Die durch (2.9) und (2.11a) definierten Größen U und J wollen wir mit *äquivalenter Spannung* und *äquivalentem Strom* in dem SC-Netzwerk bezeichnen. Die Größe R entspricht dem *Sprungwiderstand* in der Theorie der Resonanztransferschaltungen [7-10,68]. An dieser Stelle sei bemerkt, daß wir aus (2.8) und (2.9) unter Benutzung von (2.11a,b) folgende Beziehungen für V_a und V_b erhalten:

$$V_a = U + Q/2C = U + RJ, \quad (2.15a)$$

$$V_b = U - Q/2C = U - RJ. \quad (2.15b)$$

Aufgrund dieser Beziehungen besteht ein enger Zusammenhang dieser SC-Filter mit den Wellendigitalfiltern [55]. Wir werden im Abschnitt 2.11 darauf noch zurückkommen.

Die SC-Realisierungen der übrigen Eintorelemente, ihre äquivalenten Schaltungen und ihre Strom-Spannungs-Beziehungen im ψ -Bereich sind ebenfalls in Tabelle 2.1 enthalten. Wir erhalten als äquivalente Schaltung eine Induktivität, falls die Kapazität C zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen mit Hilfe der Schalter S_1 und S_2 umgepolt wird (siehe 2. Zeile der Tab. 2.1). Für die Herleitung der Strom-Spannungs-Beziehung ist zu beachten, daß mit $v(t)$ die Spannung über der gesamten Anordnung (einschließlich Schalter) bezeichnet wird. Die Gleichung (2.6) muß wegen des Umpolens durch

$$v_b(t_n) = -v_a(t_{n-1})$$

ersetzt werden. Dies hat zur Folge, daß wir $z^{-1} = e^{-pT}$ durch $-z^{-1}$ ersetzen müssen. Mit (2.11) und (2.12) erhalten wir daraus die in Zeile 2 der Tab. 2.1 angegebenen Beziehung.

Schließen wir die Kapazität C zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen über einen Schalter S kurz, bzw. schalten wir C in der entsprechenden Zwischenzeit über zwei Schalter S_1 und S_2 an eine Spannungsquelle $e(t)$, so erhalten wir als äquivalente Schaltung im ψ -Bereich einen Widerstand bzw. eine Spannungsquelle mit Innenwiderstand (siehe 3. und 4. Zeile der Tab. 2.1).

Im letzten Fall ist (2.6) durch $v_b(t_n) = e(t_n - T_0)$ zu ersetzen. Hier ist T_0 eine Konstante, und $t_n - T_0$ gibt den Zeitpunkt an, zu dem die beiden Schalter S_1 und S_2 geöffnet werden, bevor der n -te Impuls eintrifft. Ferner ist im eingeschwingenen Zustand (2.10) durch $V_b = E_0$ mit $E_0 = E e^{-pT_0}$ zu ersetzen. Einsetzen dieser Beziehung in (2.8) und (2.9), Eliminieren von V_a und Benutzung von (2.11a,b) führt auf die in Zeile 4 der Tab. 2.1 angegebenen Strom-Spannungs-Beziehung. Mit $e(t) \equiv 0$ erhalten wir unmittelbar die in Zeile 3 angegebene Beziehung. An dieser Stelle sei bemerkt, daß die in Zeile 4 gezeigte SC-Schaltung die Nachbildung einer *nichtgeerdeten* (schwebenden) widerstandsbehafteten Spannungsquelle darstellt, obwohl die Spannungsquelle $e(t)$ durchaus geerdet sein kann. In nahezu allen praktischen Fällen wird letzteres auch zutreffen. Für den Fall, daß sowohl die nachzubildende Spannungsquelle des Referenznetzwerks als auch die an das SC-Netzwerk angelegte Spannungsquelle $e(t)$ geerdet sind, kann der Schalter S_2 durch eine einfache Durchverbindung ersetzt werden. Durch das Schließen der Schalter S_1 und S_2 darf im übrigen SC-Netzwerk kein Stromfluß hervorgerufen werden. Um dies sicherzustellen, ist gegebenenfalls dieser SC-Baustein durch zusätzliche Schalter von den anderen abzutrennen, so wie es in Zeile 4 der Tab. 2.1 gestrichelt angedeutet ist.

Hinsichtlich der Schaltersteuerung der drei zuletzt vorgestellten SC-Bausteine ist folgendes zu bemerken. Während der Dauer der Stromimpulse, bzw. da die Schalter in periodischen Zeitabständen betätigt werden, während der Intervalle $[t_b + nT, t_a + nT]$, $n \in \mathbb{Z}$, sind bei der SC-Realisierung der Induktivität entweder die Schalter S_1 oder die Schalter S_2 unbedingt geschlossen zu halten. Ferner dürfen diese Schalter niemals so betätigt werden, daß die Spannung über dem Kondensator C kurzgeschlossen wird. Bei den SC-Realisierungen des Widerstands und der widerstandsbehafteten Spannungsquelle sind die Schalter S bzw. S_1 und S_2 in den oben angegebenen Zeitintervallen unbedingt offen zu halten. Darüber hinaus müssen unter gewissen Umständen diese Bedingungen jeweils in einem Teil der verbleibenden Zeitintervalle $(t_a + nT, t_b + (n+1)T)$

eingehalten werden. Erfüllen die Schalter eines SC-Bausteins die soeben angegebenen Bedingungen, so sprechen wir davon, daß dieser SC-Baustein in den *Betriebszustand* geschaltet ist.

Die SC-Realisierung einer *idealen* geerdeten Spannungsquelle ist in Zeile 5 der Tab. 2.1 angegeben. Für die Werte der Spannung $v(t)$ unmittelbar vor und nach dem Eintreffen des n -ten Stromimpulses gilt

$$v_b(t_n) = v_a(t_n) = e(t_n - T_0) , \quad (2.16)$$

woraus mit (2.5) sofort die in Zeile 5 angegebene Beziehung folgt. Die Spannung über den Klemmen des SC-Eintors muß also zumindest während der Zeitintervalle $[t_b + nT, t_a + nT]$, $n \in \mathbb{Z}$, konstant gehalten werden. Die SC-Schaltung besteht daher im wesentlichen aus einer Abtast-Halte-Schaltung oder, wie in Zeile 5 angegeben, aus einer Folge-Halte-Schaltung. Hinsichtlich der Schaltersteuerung gilt das gleiche wie für die übrigen SC-Bausteine; unter gewissen Umständen muß die Spannung v auch über das oben angegebene Zeitintervall hinaus konstant gehalten werden. Der Baustein befindet sich im Betriebszustand, wenn der Schalter S geöffnet ist. Einige Besonderheiten müssen bei der SC-Realisierung einer idealen Stromquelle beachtet werden. Die entsprechende Schaltung sei nur der Vollständigkeit halber bereits hier in Zeile 6, Tab. 2.1 gezeigt. Eine Besonderheit liegt darin, daß diese Schaltung im Gegensatz zu den übrigen SC-Bausteinen selbst Stromimpulse erzeugt. Der Kondensator C trägt unmittelbar vor dem Auftreten des n -ten Impulses die Ladung

$$q(t_n) = C e(t_n - T_0) . \quad (2.17)$$

Mit dem Schließen des Schalters S_2 wird die Kapazität C entladen, und es fließt ein Stromimpuls mit der Ladung $q(t_n)$ über die Klemmen des Eintors in das übrige SC-Netzwerk. Die Realisierung von SC-Schaltungen mit idealen Stromquellen wird ausführlich im Abschnitt 2.6 behandelt.

An dieser Stelle soll darauf hingewiesen werden, daß wir bisher nur *einen* Impulsstrom betrachtet haben. Streng genommen gelten die durch (2.1) definierten Zeitgrößen t_b und t_a nur für

den entsprechenden Zweig des SC-Netzwerks. Da in einigen Fällen die Impulse in unterschiedlichen Zeitintervallen durch die verschiedenen SC-Bausteine fließen, wollen wir zur Unterscheidung in Klammern hochgestellte Zahlen einführen. Es seien also $t_{nb}^{(\zeta)}$ und $t_{na}^{(\zeta)}$ Anfangs- und Endzeitpunkt des n-ten (Haupt-) Impulses des durch den SC-Baustein ζ fließenden Impulsstromes. Dann sind die zugehörigen Zeitgrößen $t_b^{(\zeta)}$ und $t_a^{(\zeta)}$ entsprechend (2.1) durch

$$t_b^{(\zeta)} = \min_{n \in \mathbb{Z}} (t_{nb}^{(\zeta)} - nT) \quad \text{und} \quad t_a^{(\zeta)} = \max_{n \in \mathbb{Z}} (t_{na}^{(\zeta)} - nT) \quad (2.18a,b)$$

definiert. Die zuvor durchgeführten Betrachtungen hinsichtlich des Betriebszustands eines bestimmten SC-Bausteins ζ gelten dann für die Intervalle $[t_b^{(\zeta)} + nT, t_a^{(\zeta)} + nT]$, $n \in \mathbb{Z}$. Für den Fall, daß jeweils alle $t_b^{(\zeta)}$ und alle $t_a^{(\zeta)}$ einander gleich sind, wollen wir die Bezeichnungen t_b und t_a beibehalten.

2.3 Realisierung von Schaltungen

Nachdem wir im letzten Abschnitt die Realisierung der einzelnen Eintorelemente zusammengestellt haben, wollen wir nun diese SC-Bausteine entsprechend der Topologie des Referenznetzwerks zusammenschalten. Um eine Äquivalenz des SC-Netzwerks mit dem Referenznetzwerk im ψ -Bereich zu erlangen, müssen nicht nur die in der 3. Spalte der Tab. 2.1 aufgeführten Elementgleichungen sondern auch die Kirchhoffschen Regeln für die äquivalenten Ströme und Spannungen erfüllt sein. Die Stromregel ist bei einer einfachen Zusammenschaltung stets erfüllt, denn wegen (2.11a) ist $\sum J_i = 0$ äquivalent mit $\sum Q_i = 0$, wobei diese letzte Beziehung unmittelbar aus $\sum q_i(t_n) = 0 \forall n$ folgt. Die Spannungsregel ist jedoch bei einer einfachen Zusammenschaltung der SC-Bausteine nicht erfüllt. Dies kann erst durch die Einführung eines weiteren SC-Bausteins - des Spannungsumkehrschalters (VIS) - erreicht werden [43].

Ein Spannungsumkehrschalter ist ein *Eintorelement*, das seine Klemmenspannung v_V in zwei oder mehreren Schaltschritten umkehrt. Eine symbolische Darstellung ist in Bild 2.3 gezeigt.

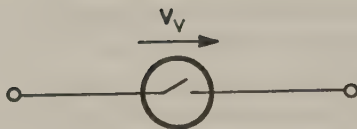


Bild 2.3 Symbolische Darstellung eines Spannungsumkehrschalters.

Dieser Baustein wird durch

$$V_{Va} = -V_{Vb} \quad (2.19a)$$

bzw. wegen (2.7) im eingeschwungenen Zustand durch

$$V_{Va} = -V_{Vb} \quad (2.19b)$$

beschrieben. Mit (2.9) erhalten wir aus (2.19b) sofort $U_V=0$, d.h., ein Spannungsumkehrschalter stellt im Referenznetzwerk einen Kurzschluß dar. Wir werden sehen, daß die Spannungsregel für die äquivalenten Spannungen erfüllt ist, wenn jede Schleife des SC-Netzwerks über einen Spannungsumkehrschalter geschlossen wird. Dies hat zur Folge, daß alle Impulsströme, die durch die SC-Bausteine fließen, von Spannungsumkehrschaltern gesteuert werden. Bilden wir die Summen der Spannungen V_{kb} und V_{ka} über den SC-Bausteinen - jedoch ohne die Spannungsumkehrschalter - in einer Schleife vor und nach der Spannungsumkehr, also

$$\sum_k V_{kb} = V_b, \quad \sum_k V_{ka} = V_a, \quad (2.20)$$

so erkennen wir, daß bei geeigneter Orientierung V_b und V_a die Summe der Spannungen über den Spannungsumkehrschaltern in dieser Schleife vor und nach der Spannungsumkehr darstellen. Mit (2.19b) folgt aus (2.20) sofort die Kirchhoffsche Spannungsregel für die äquivalenten Spannungen:

$$\sum_k U_k = \sum_k (V_{kb} + V_{ka}) / 2 = (V_b + V_a) / 2 = 0. \quad (2.21)$$

Aus der Forderung, daß jede Schleife des SC-Netzwerks nur über einen VIS geschlossen werden soll, läßt sich unmittelbar die Anzahl m_V der erforderlichen Spannungsumkehrschalter herlei-

ten. Ist m_K die Anzahl der Knoten und m_Z die Anzahl der Zweige des Referenznetzwerks, so besitzt dieses $\ell = m_Z - m_K + 1$ unabhängige Schleifen, und es werden für das zugehörige SC-Netzwerk $m_V = \ell$ Spannungsumkehrschalter benötigt. Im Abschnitt 2.8 soll gezeigt werden, daß unter gewissen Voraussetzungen einige Spannungsumkehrschalter eingespart werden können. Im nächsten Abschnitt werden zunächst verschiedene Realisierungen der Spannungsumkehrschalter zusammengestellt.

2.4 Realisierung der Spannungsumkehrschalter

2.4.1 Vorbemerkungen

Verschiedene Realisierungen der Spannungsumkehrschalter wurden in den Arbeiten [43,44,59-64,69-83] beschrieben; in diesem Abschnitt sollen nur die Grundprinzipien der Spannungsumkehr und die grundlegenden Schaltungen zur Realisierung rekapituliert werden. Die nun folgenden Voraussetzungen für das Referenznetzwerk sind wichtig für die zu treffenden Aussagen hinsichtlich der Schaltersteuerung.

Wir wollen annehmen, daß der Graph des Referenznetzwerks nicht nur zusammenhängend ist, sondern darüber hinaus auch keine *Artikulationen* [84] enthält (engl.: *cut-vertex* [85]) und somit weder *Brücken* noch *Endpunkte* [84] enthält. Die Definition einer Artikulation ist dem Buch von D. König [84] entnommen:

"Ein Knotenpunkt A eines Graphen G heißt eine *Artikulation* von G, wenn G zwei nach A laufende Kanten AP und AQ von der Beschaffenheit besitzt, daß jeder Weg von G, der P und Q verbindet, auch A enthält" (siehe Bild 2.4(a)).

Der in Bild 2.4(b) dargestellte Graph enthält neben den Artikulationen A, B und C auch noch eine Brücke AB und einen Endpunkt E.

Die soeben getroffenen Einschränkungen bedeuten jedoch keine Beschränkung der Allgemeinheit. Enthält der Graph G eines Referenznetzwerks eine oder mehrere Artikulationen, so läßt sich dieses derart in Teilnetzwerke zerlegen, daß deren Graphen (auch

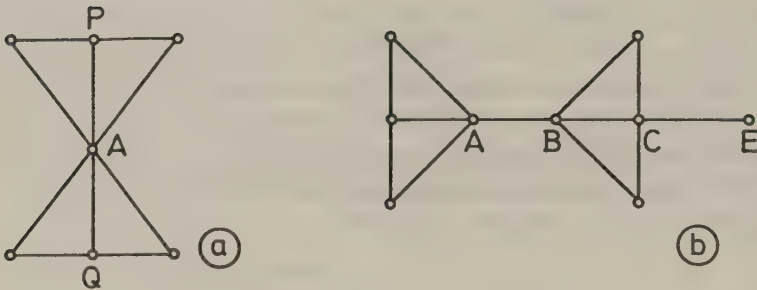


Bild 2.4 Graphen mit Artikulationen

(a) zur Definition der Artikulation,

(b) Graph mit drei Artikulationen A, B und C, einer Brücke AB und einem Endpunkt E.

Glieder des Graphen G genannt [84]) keine Artikulationen enthalten. Das bedeutet, daß in diesem Fall die so entstandenen Teilnetzwerke unabhängig voneinander betrachtet werden können.

2.4.2 Geerdete Spannungsumkehrschalter

Wir betrachten zunächst den Fall, daß das SC-Netzwerk nur geerdete Spannungsumkehrschalter enthält. Dann läßt sich dieses Netzwerk darstellen als ein (m_V+1) -Pol N_{SC} , dessen Klemme 0 geerdet ist und dessen übrige Klemmen mit den m_V geerdeten Spannungsumkehrschaltern verbunden sind (siehe Bild 2.5). Da die Beziehung (2.19a) für alle diese Spannungen gilt, können wir auch schreiben

$$\underline{v}_{Va} = -\underline{v}_{Vb} \quad , \quad (2.22)$$

wobei die Vektoren $\underline{v}_{Va}$ und $\underline{v}_{Vb}$ aus den Spannungswerten $v_{\mu a}$ und $v_{\mu b}$ ($\mu=1, \dots, m_V$) zusammengesetzt sind.

Vier Möglichkeiten zur Realisierung eines geerdeten Spannungsumkehrschalters sind in Bild 2.6 zusammengestellt. Bei der Schaltung nach Bild 2.6(a) wird in der ersten Schaltphase (Schalter 1 geschlossen) die Spannung $v_{\mu b}$ zwischen den Klemmen μ und 0 registriert und über einen Spannungsfolger auf dem Hilfskondensator C_H abgespeichert. Diese Phase wollen wir deshalb *Registrier-*

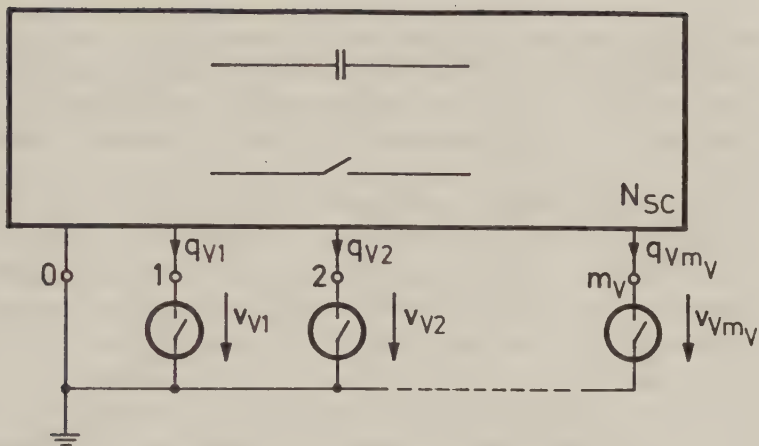


Bild 2.5 Darstellung eines aus Schaltern und Kapazitäten bestehenden (m_V+1) -Pols mit m_V geerdeten Spannungsumkehrschaltern.

phase nennen. Die Kondensatoren der übrigen SC-Bausteine, die Elementen des Referenznetzwerks entsprechen, bezeichnen wir mit *Netzwerkkondensatoren*.

In der nächsten Schaltphase (Schalter 2 geschlossen) wird der Hilfskondensator umgekehrt an den Eingang des Spannungsfolgers geschaltet, während der Ausgang mit der Klemme μ des Netzwerks N_{SC} verbunden wird, so daß die Klemmenspannung jetzt $v_{V\mu a} = -v_{V\mu b}$ beträgt. Diese Schaltphase bezeichnen wir mit *Umkehrphase*. Wir erkennen, daß erst zu Beginn dieser Umkehrphase ein Stromimpuls über die Klemmen des Netzwerks N_{SC} fließen kann; während der Registrierphase fließt kein Strom. Wichtig ist bei diesem Verfahren, daß alle m_V Spannungsumkehrschalter eine *gemeinsame* Umkehrphase haben. Somit werden die Anfangszeitpunkte $t_{nb}^{(\zeta)}$ der Stromimpulse (vgl. Abschnitt 2.2) in allen m_V Zweigen gleich sein. Wegen der von null verschiedenen Durchlaßwiderstände der Schalter werden die Stromimpulse während der Dauer der Umkehrphase exponentiell abklingen. Für unsere Betrachtungen wollen wir aber annehmen, daß die Schalter so lange geschlossen bleiben, bis die Ströme hinreichend weit abgeklungen sind und wir von einem vollständigen Ladungsausgleich ausgehen können. Das bedeutet, daß die

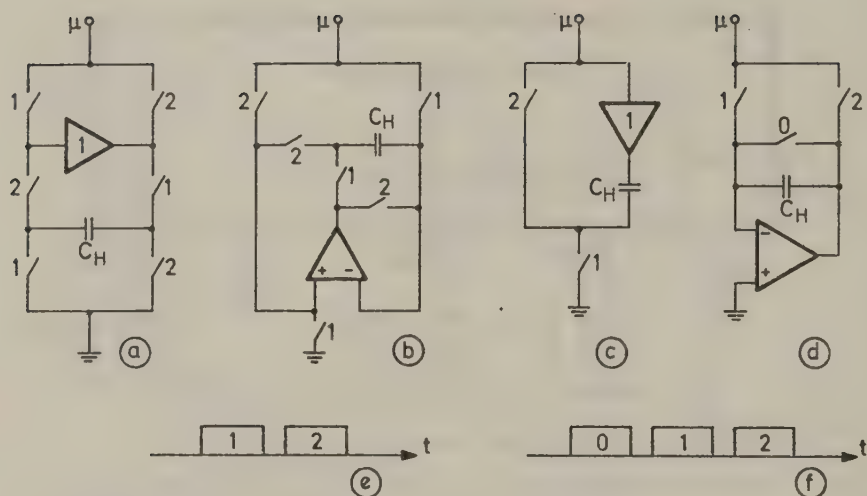


Bild 2.6 Vier Möglichkeiten zur Erzielung einer Spannungsumkehr mit Hilfe gesteuerter Quellen und die zugehörigen Taktdiagramme für die Schaltersteuerung:

- (a) spannungsgesteuerte Spannungsquelle,
- (b) ladungsgesteuerte Ladungsquelle (Prinzip der inversen Wiederaufladung),
- (c) spannungsgesteuerte Ladungsquelle,
- (d) ladungsgesteuerte Spannungsquelle (Integrator-VIS),
- (e) Taktdiagramm für die Schaltungen (a), (b) und (c),
- (f) Taktdiagramm für die Schaltung (d).

die Schalter in einem *stromlosen* Zustand wieder geöffnet werden und die Endzeitpunkte $t_{na}^{(\zeta)}$ ($\zeta = 1, \dots, m_2$) der Stromimpulse innerhalb der n -ten Umkehrphase liegen.

Im Gegensatz zu dem eigentlichen Umkehrvorgang kann die Registrierung der einzelnen Spannungen $v_{\mu b}$ in unterschiedlichen Zeitintervallen geschehen. Hierbei ist aber wichtig, daß alle SC-Bausteine in derjenigen Schleife, in der gerade die Spannungsregistrierung stattfindet, in den Betriebszustand geschaltet sind. Wir haben demnach hier den bereits in Abschnitt 2.2 diskutierten Fall vorliegen, daß sich die Schalter der SC-Bausteine nicht nur während der Dauer der Stromimpulse in der vorgeschriebenen Schal-

terstellung befinden müssen. Im allgemeinen wird man allerdings das Taktschema für die Schaltersteuerung möglichst einfach halten wollen und daher allen Spannungsumkehrschaltern auch eine gemeinsame Registrierphase zuordnen.

In jedem Fall kann das Netzwerk N_{SC} während der Umkehrphase (Schaltphase 2) als zeitinvariant angesehen werden. Da es nur (ideale) Schalter und Kapazitäten enthält, kann es durch eine Kapazitätsmatrix $\underline{C}$ charakterisiert werden. Wir wollen diesem Netzwerk N_{SC} ein zeitinvariantes *Kapazitätsnetzwerk* N_C zuordnen, wobei das letztere aus dem ersten dadurch entsteht, daß alle in dem Betriebszustand der SC-Bausteine geschlossenen Schalter durch Kurzschlüsse ersetzt werden und alle offenen Schalter weggelassen werden. Ferner sollen die Spannungen über den Kapazitäten in beiden Netzwerken die gleichen Anfangswerte haben. Somit kann N_{SC} in Bild 2.5 durch das Kapazitätsnetzwerk N_C ersetzt werden. Wir können nun den Zusammenhang zwischen den Spannungen über den Spannungsumkehrschaltern und den während der Umkehrphase aus dem Netzwerk N_C (bzw. N_{SC}) fließenden Ladungen $q_{V\mu}$ ($\mu = 1, \dots, m_V$) (vgl. Bild 2.5) herstellen [44]. Wir wollen diese Ladungen ebenfalls zu einem Vektor $\underline{q}_V$ zusammenfassen. Es gilt dann

$$\underline{q}_V = \underline{C} (\underline{v}_{Vb} - \underline{v}_{Va}) ; \quad (2.23)$$

Einsetzen von (2.22) ergibt dann schließlich

$$\underline{q}_V = 2 \underline{C} \underline{v}_{Vb} . \quad (2.24)$$

Die beiden Gleichungen (2.23) und (2.24) führen uns zu einer anderen Methode zur Erzielung der Spannungsumkehr. Schließen wir nämlich alle $m_V + 1$ Klemmen des Netzwerks N_{SC} kurz und fassen dann die aus den Klemmen 1 bis m_V fließenden Ladungen zu einem Vektor $\underline{q}_{VO}$ zusammen, so erkennen wir mit Hilfe von (2.23), daß

$$\underline{q}_{VO} = \underline{C} \underline{v}_{Vb} \quad (2.25)$$

gilt. In Verbindung mit (2.24) erhalten wir

$$\underline{q}_V = 2 \underline{q}_{VO} , \quad (2.26)$$

d.h., wir können auch dadurch eine "Spannungsumkehr" erzielen,

indem durch gesteuerte Ladungsquellen die gleichen Ladungen noch einmal aus dem Netzwerk N_{SC} herausgezogen werden, bzw. mit *umgekehrtem* Vorzeichen wieder in das Netzwerk injiziert werden (Prinzip des inversen Wiederaufladens [44]). An dieser Stelle sei bemerkt, daß die von Schlichte [65] vorgestellte elektronische Realisierung des Resonanztransferschalters auf diesem Prinzip beruht.

Eine der möglichen SC-Schaltungen ist in Bild 2.6(b) gezeigt. In der Registrierphase (Schalter 1 geschlossen) wird die Klemme μ virtuell über den Eingang des Operationsverstärkers kurzgeschlossen und die dabei über diese Klemme fließende Ladung auf dem Hilfskondensator C_H abgespeichert. In der Umkehrphase, die wir jetzt auch mit *Nachladephase* bezeichnen, wird C_H so entladen, daß die gleiche Ladung noch einmal in der gleichen Richtung über die Klemme μ fließt. Zur Unterscheidung von denjenigen Schaltungen, die auf dem zuerst behandelten Prinzip beruhen, wollen wir diese hier mit *Nachladeschalter* und die Schaltung nach Bild 2.6(a) mit *Spannungsfolger-VIS* bezeichnen.

Alle m_V Nachladeschalter müssen eine *gemeinsame* Registrierphase haben, während die Nachladung in unterschiedlichen Zeitintervallen erfolgen kann. Wichtig ist, daß alle SC-Bausteine in derjenigen Schleife, in der gerade die Nachladung erfolgt, in den Betriebszustand geschaltet sind. Wird die Schaltung nach Bild 2.6(b) verwendet, so sollten jedoch auch hier wegen einer einfacheren Schaltersteuerung alle Nachladeschalter eine gemeinsame Nachladephase haben. Bei anderen Schaltungen [44] ist es allerdings erforderlich, daß die Nachladungen in m_V disjunkten Zeitintervallen erfolgen. Wir werden darauf im Unterabschnitt 4.3.3 noch zurückkommen.

Wird das soeben beschriebene Prinzip der inversen Wiederaufladung für die Spannungsumkehr verwendet; fließt offensichtlich sowohl in der Registrierphase als auch in der Nachladephase ein Impulsstrom durch einen SC-Baustein. Ein Hauptimpuls mit der Ladung $q(t_n)$ setzt sich also jetzt aus zwei oder mehreren Teil-

impulsen zusammen, wobei in der Registrierphase die gleiche Ladung transportiert wird wie während der gesamten Dauer der Nachladung. Diese Eigenschaft folgt unmittelbar aus (2.26).

Zwei weitere Schaltungen zur Realisierung von Spannungsumkehrschaltern basieren auf einer spannungsgesteuerten Ladungsquelle (Bild 2.6(c)) [64] und einer ladungsgesteuerten Spannungsquelle (Bild 2.6(d)) [69]. Im folgenden soll gezeigt werden, daß diese Schaltungen nur dann eingesetzt werden dürfen (unter Beibehaltung der Voraussetzung, daß der Graph des Referenznetzwerks keine Artikulationen enthält), wenn $m_V=1$ ist.

Hierzu gehen wir zunächst davon aus, daß m_V eine beliebige positive Zahl ist, und betrachten als erstes die Schaltung nach Bild 2.6(c). Sei $C_{H\mu}$ der Kapazitätswert des Hilfskondensators in dem μ -ten Spannungsumkehrschalter, und sei $q_{H\mu}$ die in der Registrierphase (Schalter 1 geschlossen) auf $C_{H\mu}$ abgespeicherte Ladung. Wir bilden einen Ladungsvektor $\underline{q}_H = (q_{H1}, \dots, q_{Hm_V})^T$ und eine Diagonalmatrix $\underline{C}_H = \text{diag}(C_{H1}, \dots, C_{Hm_V})$. Dann gilt

$$\underline{q}_H = \underline{C}_H \underline{v}_b \quad (2.27)$$

In der Umkehrphase (Schalter 2 geschlossen) werden die Hilfskondensatoren so entladen, daß die Ladungen $q_{H1}, \dots, q_{Hm_V}$ über die Klemmen $1, \dots, m_V$ aus dem Netzwerk N_{SC} herausfließen. Mit (2.23) erhalten wir dann

$$\underline{C} \underline{v}_a = \underline{C} \underline{v}_b - \underline{q}_H = (\underline{C} - \underline{C}_H) \underline{v}_b ;$$

wobei $\underline{C}$ wieder die Kapazitätsmatrix des zugehörigen Netzwerks N_C ist. Setzen wir die Spannungsumkehrbedingung (2.22) in diese Gleichung ein, so erkennen wir, daß wegen

$$\underline{C}_H = 2 \underline{C} \quad (2.28)$$

die Kapazitätsmatrix ebenfalls eine Diagonalmatrix sein muß. Das bedeutet aber, daß das Netzwerk N_C m_V voneinander entkoppelte Schleifen enthält, die alle einen gemeinsamen Knoten 0 haben. Daraus folgt, daß der Graph des Referenznetzwerks für $m_V > 1$ eine oder mehrere Artikulationen enthalten muß.

Für $m_V=1$ entarten die Matrizen $\underline{C}$ und $\underline{C}_H$ zu skalaren Größen C und C_H . In diesem Fall ist C die Eingangskapazität des Netzwerks N_C zwischen den Klemmen 1 und 0; der Hilfskondensator muß jetzt die Bedingung $C_H=2C$ zur Erzielung der Spannungsumkehr erfüllen, er ist also nicht mehr frei wählbar wie in den beiden vorhergehenden Fällen. Da diese Bedingung z.B. durch Bauelementtoleranzen verletzt wird, entspricht die Abweichung eines Kapazitätswerts vom Sollwert im SC-Netzwerk nicht nur einer Änderung eines Bauelements im Referenznetzwerk, sondern darüber hinaus treten noch andere Effekte resistiver Natur auf. Somit ist bei Verwendung dieses Spannungsumkehrschalters die in der Einleitung gestellte Forderung 1 nicht erfüllt.

Ähnliche Ergebnisse erhalten wir für den in Bild 2.6(d) gezeigten Umkehrschalter, der häufig auch als Integrator-VIS bezeichnet wird [69]. Es sei nun wieder $\underline{C}_H$ die Diagonalmatrix der Hilfskondensatoren $C_{H1}, \dots, C_{Hm_V}$ und $\underline{v}_A$ der Spannungsvektor der Verstärkerausgangsspannungen $v_{A1}, \dots, v_{Am_V}$ in der Registrierphase (Schalter 1 geschlossen). Die Hilfskondensatoren werden vor Beginn der Registrierphase durch Betätigen der Schalter 0 entladen (vgl. Bild 2.6(f)), daher sind die Anfangsladungen gleich null, und es gilt

$$\underline{C}_H \underline{v}_A = -\underline{C} \underline{v}_B \quad (2.29)$$

In der Umkehrphase (Schalter 2 geschlossen) werden die Ausgänge der Operationsverstärker an die Klemmen 1 bis m_V des Netzwerks N_{SC} gelegt, so daß $\underline{v}_{vA} = \underline{v}_A$ gilt. Mit der Spannungsumkehrbedingung (2.22) erhalten wir dann aus (2.29) die Bedingung

$$\underline{C}_H = \underline{C} \quad (2.30)$$

Wir sehen, daß auch hier aus den gleichen Gründen wie zuvor nur der Fall $m_V=1$ zugelassen ist und daß für den Hilfskondensator zur Erfüllung der Spannungsumkehrbedingung $C_H=C$ gelten muß.

Trotz dieser nachteiligen Eigenschaft hat der Integrator-VIS recht hohe Bedeutung gewonnen. Unter den vier in Bild 2.6 gezeigten Schaltungen ist es nämlich die einzige, mit dessen Hilfe sich die Einflüsse der in einer integrierten Version auftretenden Bodenparasitäten bei bestimmten Strukturen eliminieren lassen [60]

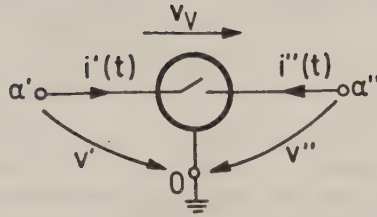


Bild 2.7 Symbolische Darstellung eines schwebenden Spannungsumkehrschalters als geerdeter Dreipol.

2.4.3 Schwebende Spannungsumkehrschalter

Im Gegensatz zu geerdeten Spannungsumkehrschaltern können schwebende i. a. nicht als Eintore aufgefaßt werden. Da zur Realisierung Operationsverstärker benötigt werden und diese aus spannungsgesteuerten geerdeten Spannungsquellen bestehen, sind schwebende Spannungsumkehrschalter *geerdete Dreipole*. Sie können daher durch das in Bild 2.7 gezeigte Symbol dargestellt werden. Seien $i'(t)$ und $i''(t)$ die über die Klemmen α' und α'' in diesen Dreipol hineinfließenden Pulsströme, und seien $q'(t_n)$ und $q''(t_n)$ die von den jeweils n -ten Impulsen mitgeführten Ladungen. Dann läßt sich der geerdete Dreipol als ein schwebendes (nichtgeerdetes) Eintor bezüglich der Klemmen α' und α'' auffassen, falls gilt

$$q'(t_n) = -q''(t_n) \quad \forall n \in \mathbb{Z}; \quad (2.31)$$

es braucht aber keineswegs $i'(t) + i''(t) = 0 \quad \forall t$ zu gelten. Ist (2.31) erfüllt, so kann an Stelle des Dreipol-Symbols auch wieder das in Bild 2.3 gezeigte Eintor-Symbol verwendet werden. Wichtig ist, daß bei schwebenden Spannungsumkehrschaltern nicht nur die Spannungsumkehrbedingung (2.19a), sondern zusätzlich noch die *Torbedingung* (2.31) erfüllt ist.

Zwei Realisierungen schwebender Spannungsumkehrschalter sind in [72] angegeben. Bei der von Li [86] vorgeschlagenen Lösung ist zwar (2.19a) erfüllt, jedoch sind keine Maßnahmen zur Beibehaltung der Torbedingung (2.31) getroffen worden, so daß diese Schaltung nicht verwendet werden kann. Zur Erläuterung des Prinzips, auf dem die in [72] angegebenen Realisierungen

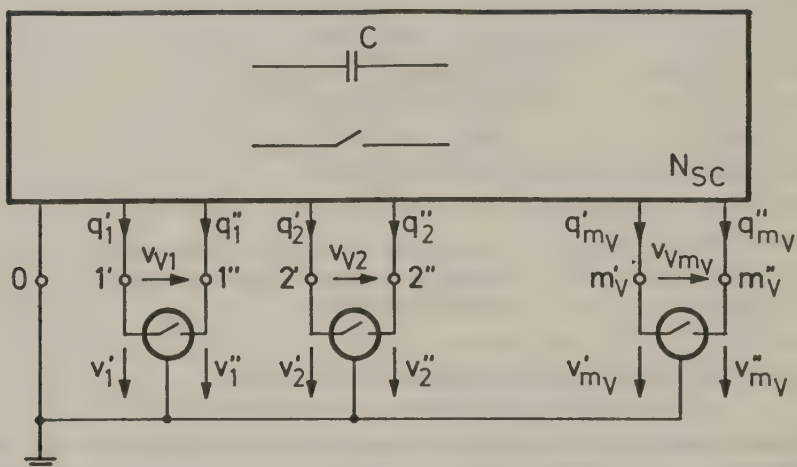


Bild 2.8 Darstellung eines aus Schaltern und Kapazitäten bestehenden $(2m_V+1)$ -Pols mit m_V schwebenden Spannungsumkehrschaltern.

beruhen, betrachten wir ein SC-Netzwerk N_{SC} mit $2m_V+1$ Klemmen (Bild 2.8). Die Klemme 0 ist geerdet, und die Klemmenpaare $1'-1'', \dots, m'_V-m''_V$ bilden die m_V Tore dieses Netzwerks. Wir ordnen dem Netzwerk N_{SC} in der gleichen Weise wie zuvor ein Zeitinvariantes Netzwerk N_C zu und setzen wieder voraus, daß der Graph des Referenznetzwerks keine Artikulationen enthält.

Es seien v'_μ und v''_μ die Spannungen der Klemmen μ' und μ'' gegenüber Masse, und ferner sei $v_{V\mu} = v'_\mu - v''_\mu$. Die Werte dieser Spannungen vor und nach der Spannungsumkehr werden wieder mit den Indizes b und a gekennzeichnet. Während der Spannungsumkehr wird über die Klemme μ' eine Ladung q'_μ und über die Klemme μ'' eine Ladung q''_μ aus dem Netzwerk N_{SC} herausfließen. Wir fassen nun wie in den vorhergehenden Fällen Spannungen und Ladungen zu Spaltenvektoren zusammen und bezeichnen mit $\underline{C}$ die $(2m_V \times 2m_V)$ -Kapazitätsmatrix des Netzwerks N_C . Hierbei ist zu beachten, daß sowohl die Zeilen als auch die Spalten in der Reihenfolge $1', 2', \dots, m'_V, 1'', 2'', \dots, m''_V$ angeordnet sind. Dann gilt [72]:

$$\begin{pmatrix} \underline{q}' \\ \underline{q}'' \end{pmatrix} = \underline{C} \begin{pmatrix} \underline{v}_b' - \underline{v}_a' \\ \underline{v}_b'' - \underline{v}_a'' \end{pmatrix} \quad (2.32)$$

Wir bezeichnen nun mit $q'_{\mu 0}$ und $q''_{\mu 0}$ die Werte der Ladungen, die dann über die Klemmen μ' und μ'' aus dem Netzwerk herausfließen, wenn *alle* Tore $1'-1'', \dots, m'_V - m''_V$ kurzgeschlossen werden. Den gemeinsamen Wert der Spannungen v'_{μ} und v''_{μ} nennen wir $v_{\mu 0}$. Wir fassen diese Ladungs- und Spannungswerte wieder zu Spaltenvektoren $\underline{q}'_0$, $\underline{q}''_0$ und $\underline{v}_0$ zusammen und erkennen, daß offensichtlich

$$\underline{q}'_0 = -\underline{q}''_0 \quad (2.33)$$

gilt. Mit (2.32) können wir also schreiben

$$\begin{pmatrix} \underline{q}'_0 \\ -\underline{q}'_0 \end{pmatrix} = \underline{C} \begin{pmatrix} \underline{v}_b' - \underline{v}_0 \\ \underline{v}_b'' - \underline{v}_0 \end{pmatrix} \quad (2.34)$$

Wir lassen nun diese Ladungen noch einmal in der gleichen Richtung wie zuvor über die Klemmen des Netzwerks fließen. Dies entspricht wieder der Anwendung des Prinzips der inversen Wiederaufladung. Dann ändern sich die Klemmenspannungen v'_{μ} und v''_{μ} (sowie alle Knotenspannungen innerhalb des Netzwerks N_{SC}) um den gleichen Betrag wie zuvor, also gilt

$$\underline{v}'_a = \underline{v}_0 - (\underline{v}_b' - \underline{v}_0) = 2 \underline{v}_0 - \underline{v}_b' \quad (2.35a)$$

$$\underline{v}''_a = \underline{v}_0 - (\underline{v}_b'' - \underline{v}_0) = 2 \underline{v}_0 - \underline{v}_b'' \quad (2.35b)$$

Die Subtraktion dieser Gleichungen voneinander liefert uns die gewünschte Spannungsumkehrbedingung (2.22) bei gleichzeitiger Erfüllung der Torbedingung (2.31), da wegen (2.33) auch

$$\underline{q}' = 2 \underline{q}'_0 = -\underline{q}''$$

gilt.

Beide in [72] angegebenen Schaltungen zur Realisierung schwebender Spannungsumkehrschalter sind nicht unempfindlich gegenüber den Bodenparasitäten der Hilfskondensatoren. In Bild 2.9(a) ist eine Schaltung gezeigt, bei der diese Parasitäten keinen Einfluß auf den Umkehrvorgang haben [81]. Allerdings werden insgesamt vier Schaltschritte für die Spannungsumkehr

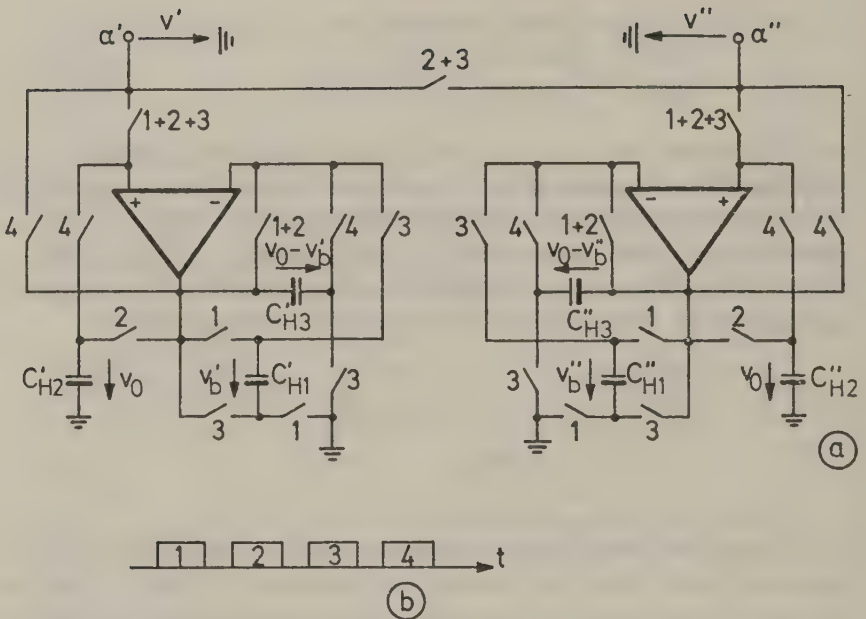


Bild 2.9 (a) Realisierung eines schwebenden Spannungsumkehrschalters,
(b) Diagramm für die Schaltersteuerung.

benötigt (Bild 2.9(b)). In der Registrierphase (Schalter 1 geschlossen) werden die Klemmenspannungen v'_b und v''_b registriert und über die als Spannungsfollower geschalteten Operationsverstärker auf C'_{H1} und C''_{H1} abgespeichert. In der nächsten Phase, die jetzt als *Kurzschlußphase* bezeichnet wird (Schalter 2 geschlossen), wird das Klemmenpaar $\alpha' - \alpha''$ kurzgeschlossen und die gemeinsame Spannung v_0 wird auf C'_{H2} und C''_{H2} abgespeichert. In einem zusätzlichen *Zwischenschritt* (Schalter 3 geschlossen) werden C'_{H1} und C''_{H1} jeweils in die Rückführung (also zwischen Ausgang und invertierendem Eingang) der Operationsverstärker geschaltet. Die nichtinvertierenden Eingänge bleiben mit den Klemmen α' und α'' des Netzwerks N_{SC} verbunden. Die Verstärkerausgangsspannungen betragen nun $v_0 - v'_b$ und $v_0 - v''_b$. Diese Spannungen werden auf C'_{H3} und C''_{H3} abgespeichert. In der letzten Phase, der Umkehrphase (Schalter 4 geschlossen), werden diese Hilfskapazitäten jeweils in die Rückführung geschaltet, während

C'_{H2} und C''_{H2} an die invertierenden Eingänge der Verstärker geschaltet werden. Die Spannungen über C'_{H3} und C''_{H3} werden zu der Spannung v_o addiert, somit betragen die Ausgangsspannungen der Verstärker jetzt $2v_o - v'_b$ und $2v_o - v''_b$. Die Verstärkerausgänge sind über die Schalter 4 mit den Klemmen α' und α'' verbunden, so daß die Bedingungen (2.35) erfüllt sind.

Bei Verwendung dieser Schaltung für die Realisierung schwebender Spannungsumkehrschalter ist zu beachten, daß sowohl in der Kurzschlußphase als auch in der Umkehrphase ein impulsförmiger Strom über die Klemmen α' und α'' fließt. Daher bestehen die Hauptimpulse der Impulsströme durch die SC-Bausteine aus zwei Teilimpulsen gleicher Ladung. Die soeben genannten Schaltschritte müssen unter der Voraussetzung, daß der Graph des Referenznetzwerks keine Artikulationen enthält, für alle Umkehrschalter gleich sein. Um ein einfaches Taktschema für die Schaltersteuerung zu erhalten, wird man im allgemeinen den Spannungsumkehrschaltern auch eine gemeinsame Registrierphase zuordnen. Die Schaltersteuerung ist dann wieder für alle Umkehrschalter gleich. Da die Schaltung auf spannungsgesteuerten Spannungsquellen beruht, läßt sich diese gegebenenfalls in einem Filter mit den genannten Spannungsumkehrschaltern nach Bild 2.6(a) kombinieren. Wir müssen jedoch über den letzteren noch jeweils einen Schalter vorsehen, der dann in den Phasen 2 und 3 ebenfalls geschlossen sein muß.

2.5 Ein Beispiel zur Realisierung von Filterschaltungen in Abzweigstruktur zwischen resistiven Abschlüssen

2.5.1 Leistung in VIS-SC-Netzwerken

In der Arbeit von Fettweis [43] wurde gezeigt, daß die Leistungsaufnahme des VIS-SC-Netzwerks gleich derjenigen des Referenznetzwerks ist. Im Gegensatz zu Wellendigitalfiltern ist es hier nicht erforderlich, eine "Pseudoleistung" [87] einzuführen. Ist insbesondere das Referenznetzwerk verlustfrei, so gilt dies auch für das zugehörige VIS-SC-Netzwerk. Daher kann die von dem "Abschluß-SC-Baustein" aufgenommene Leistung nicht größer sein

als die maximale Leistung, die die "SC-Quelle" abgeben kann. Da ferner die Verlustfreiheit des VIS-SC-Netzwerks (im idealen Fall) zumindest bei Verwendung der Schaltungen nach den Abbildungen 2.6(a), (b) und 2.9 zur Realisierung der Spannungsumkehrschalter auch dann bewahrt bleibt, wenn die Kapazitätswerte der Kondensatoren von ihrem Sollwert abweichen, läßt sich die geringe Dämpfungsempfindlichkeit im Durchlaßbereich der VIS-SC-Filter gegenüber Bauelementtoleranzen auch ohne Bezugnahme auf das Referenzfilter nachweisen. Die geringe Empfindlichkeit im Sperrbereich bleibt durch die Abzweigstruktur erhalten.

Ferner läßt sich zeigen [43], daß nicht nur das transmittierte Signal (entspricht der Transmittanz S_{21}) sondern auch das reflektierte Signal (entspricht der Reflektanz S_{11}) zur Verfügung steht. Es seien V_1 und V_2 die Spannungen über den SC-Bausteinen, die die Quelle und den Abschlußwiderstand des Referenzfilters nachbilden, und es seien C_1 und C_2 die zugehörigen Kapazitätswerte. Dann gilt wegen $V_{1b} = E$ und $V_{2b} = 0$ in Verbindung mit (2.9)

$$V_{1a}/E = (2 U_1 - E)/E = S_{11} \quad , \quad (2.36)$$

$$V_{2a}/E = 2 U_2/E = \sqrt{C_1/C_2} S_{21} \quad , \quad (2.37)$$

d.h., der Quotient V_{2a}/E unterscheidet sich von der Transmittanz S_{21} nur durch einen *frequenzunabhängigen* Faktor. Da beide Signale vorhanden sind, könnten die VIS-SC-Filter auch als *Weichenfilter* [88] eingesetzt werden. Für diese besteht jedoch eine hohe Dämpfungsempfindlichkeit im Sperrbereich bezüglich des reflektierten Signals. Dies folgt aufgrund der Tatsache, daß für eine hohe Sperrdämpfung eine extrem geringe Durchlaßdämpfung des transmittierten Signals erforderlich ist. Eine durch eine Bauelementänderung hervorgerufene geringfügige Erhöhung der Durchlaßdämpfung kann demnach schon eine beträchtliche Absenkung der Sperrdämpfung des reflektierten Signals zur Folge haben. Daher lassen sich mit VIS-SC-Filtern nur Weichenfilter mit geringer Sperrdämpfung der Reflektanz realisieren. Ähnliches gilt auch für die Brückenfilter, denn dabei beruht eine hohe Sperrdämpfung auf Kompensationseffekten, d.h. auf der Gleichheit der Brückenpfade. Die entsprechenden Bauelemente müssen dann ihren vorge-

schriebenen Sollwert ebenfalls mit hoher Genauigkeit einhalten. Daher lassen sich aufgrund der Bauelementtoleranzen auch für diese Filter nur geringe Sperrdämpfungen erzielen.

2.5.2 Entwurf eines elliptischen Tiefpasses dritten Grades

Im folgenden soll ein Beispiel für den Entwurf eines VIS-SC-Filters in Abzweigstruktur gegeben werden. Da die Realisierung schwebender Spannungsumkehrschalter wesentlich aufwendiger ist als die der geerdeten, wollen wir eine Struktur wählen, bei der nur die letzteren verwendet werden. Wir wollen nun einen SC-Tiefpass für die folgenden Spezifikationen berechnen:

Abtastfrequenz: 2 kHz

maximale Dämpfung im Durchlaßbereich (0 bis 250 Hz): 0,3 dB

minimale Dämpfung im Sperrbereich (500 bis 1000 Hz): 30 dB

Für die Ermittlung des Referenzfilters aus einem Filterkatalog (z.B. [89]) müssen wir zunächst die Grenzfrequenz $f_g = 250$ Hz und die Sperrfrequenz $f_s = 500$ Hz mit Hilfe von (2.14) in den φ -Bereich umrechnen. Wir erhalten

$$\varphi_g = 0,414214 \quad \varphi_s = 1,0 \quad .$$

Danach bestimmen wir noch die auf φ_g normierte Sperrfrequenz $\phi_s = \varphi_s / \varphi_g$ und erhalten

$$\phi_s = 2,41421 \quad .$$

Ferner benötigen wir den maximalen Betrag der Reflektanz im Durchlaßbereich

$$|S_{11}| = \sqrt{1 - 10^{-A_{\max}/10}} = 0,258 \quad .$$

Nun können wir die auf den Widerstand der Quelle und auf ϕ_s normierten Bauelementwerte des Referenzfilters einem Filterkatalog (z.B. [89]) entnehmen. Ein passendes Filter ist der elliptische Tiefpaß C032525 mit einer maximalen Durchlaßdämpfung von 0,28 dB und einer minimalen Sperrdämpfung von 33,5 dB. Da nur geerdete Spannungsumkehrschalter verwendet werden sollen, beschränken wir uns auf die Realisierung der Schaltungsvariante B (Bild 2.10(a)). Die normierten Bauelementwerte sind

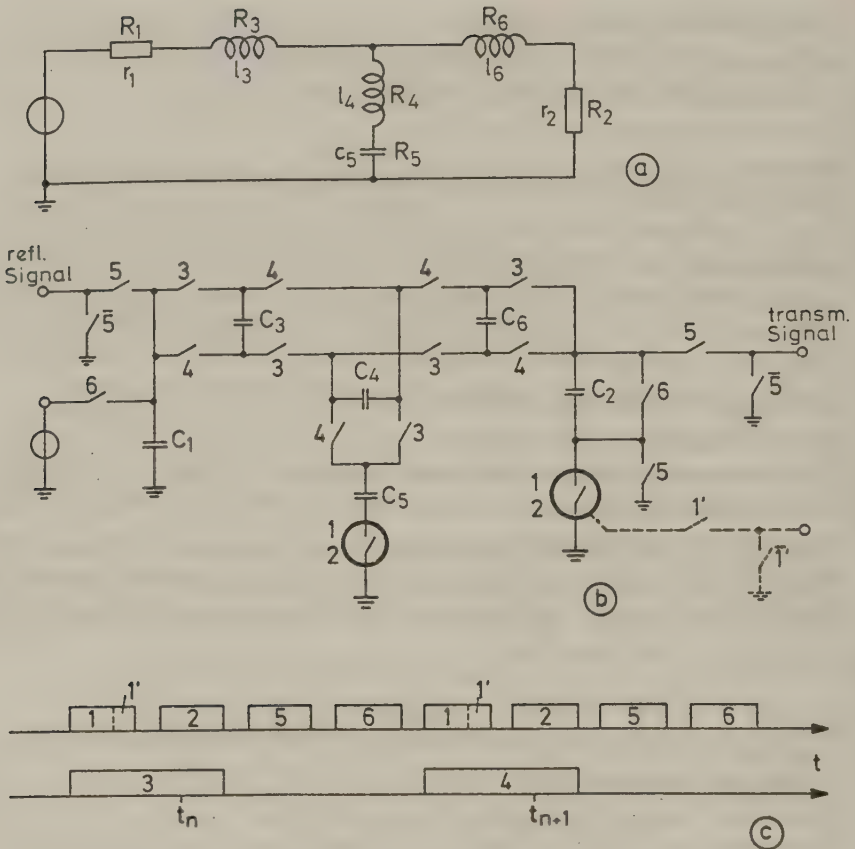


Bild 2.10 (a) Ein elliptischer Tiefpaß 3. Ordnung,
 (b) zugehörige SC-Realisierung mit Spannungsumkehrschaltern,
 (c) Diagramm für die Schaltersteuerung (die Phasen $\bar{5}$ und $\bar{1}'$ sind zu 5 und $1'$ komplementär).

$$\begin{aligned} r_1 = r_2 &= 1,0 & l_3 = l_6 &= 1,2463 \\ l_4 &= 0,1349 & C_5 &= 1,0168 \end{aligned}$$

Im Bild 2.10(b) ist die zu (a) zugehörige VIS-SC-Schaltung aufgezeichnet. Es ist zu bemerken, daß für die Realisierung der Induktivität l_4 (bzw. R_4) zwei Schalter eingespart werden können [61]. Für die Berechnung der Kapazitätswerte werden zunächst die normierten Bauelementwerte mit ω_g entnormiert, und wir er-

halten die durch Widerstandsparameter gekennzeichneten Bauelemente im ψ -Bereich unter Verwendung der Gleichungen

$$R_v = r_v, \quad R_v = l_v / \varphi_g \quad \text{und} \quad R_v = \varphi_g / c_v, \quad (2.38)$$

je nachdem, ob es sich bei dem Element um einen Widerstand, eine Induktivität oder eine Kapazität handelt. Mit Hilfe von (2.11b) können aus diesen Werten R_v die zugehörigen Kapazitätswerte C_v bestimmt werden. Da aber alle Kapazitätswerte mit einem gemeinsamen positiven Faktor multipliziert werden können, ohne daß sich dadurch (im idealen Fall) das Übertragungsverhalten ändert, können wir die Kapazitätswerte auch mit Hilfe der Gleichung

$$C_v = C_o R_1 / R_v \quad (2.39)$$

bestimmen, wobei der Kapazitätswert C_o beliebig gewählt werden kann. Aus (2.38) erhalten wir für die Verhältnisse R_1 / R_v die Werte

v	1	2	3	4	5	6
R_1 / R_v	1,0	1,0	0,33235	3,0705	2,4548	0,33235

Das in Bild 2.10(b) dargestellte Filter wurde mit diskreten Bauelementen (Schalter CD 4053, Operationsverstärker LF 356) aufgebaut. Es wurden sowohl die Spannungsumkehrschalter nach Bild 2.6(a) als auch die Nachladeschalter nach Bild 2.6(b) verwendet. Das Taktschema für die Steuerung der Schalter ist in beiden Fällen gleich (Bild 2.10(c)). Die beiden Zahlen 1 und 2 an den VIS-Symbolen in Bild 2.10(b) entsprechen der Registrierphase und der Umkehrphase. Da häufig mehrere Schalter, die zu unterschiedlichen Zeitintervallen geschlossen werden, an denselben Knoten angreifen, dürfen sich die Schließzeiten dieser Schalter nicht überlappen. Um dies sicherzustellen, sind zwischen den einzelnen Schaltphasen kurze Schutzintervalle vorgesehen, in denen die betreffenden Schalter offen sind [43].

Damit der Einfluß der auch in einem diskreten Aufbau vorhandenen parasitären Kapazitäten möglichst gering bleibt, wurde die Normierungskapazität mit $C_o = 33\text{nF}$ relativ groß gewählt.

Mit (2.38), (2.39) und den aus dem Filterkatalog entnommenen normierten Bauelementwerten erhalten wir dann:

$$\begin{aligned} C_1 &= C_2 = 33 \text{ nF} \\ C_3 &= C_6 = 10,97 \text{ nF} \\ C_4 &= 101,32 \text{ nF} \qquad C_5 = 81,0 \text{ nF} \end{aligned}$$

Für die Hilfskondensatoren in den beiden Spannungsumkehrschaltern wurden die Kapazitätswerte 15 nF und 16,5 nF verwendet.

Das transmittierte Signal kann in der Schaltphase 5 über dem nichtgeerdeten Kondensator C_2 abgenommen werden. Damit dieses Signal auch erdgebunden weitergeführt werden kann, wird der Fußpunkt des Kondensators C_2 in Schaltphase 5 über einen Schalter an Masse gelegt [43]. Das reflektierte Signal steht in der gleichen Schaltphase über dem geerdeten Kondensator C_1 zur Verfügung. In den übrigen Schaltphasen wurden die Ausgänge durch Schalter $\bar{5}$ kurzgeschlossen. Die Ausgangsspannungen bestehen daher aus rechteckförmigen Impulsen, deren Dauer τ gleich der Dauer der Schaltphase 5 ist. Die Pulshöhen der jeweils n-ten Impulse sind gleich $v_{1a}(t_n)$ für das reflektierte Signal und $v_{2a}(t_n)$ für das transmittierte Signal.

Bei den verwendeten Kapazitätswerten des diskreten Aufbaus können diese Signale ohne zusätzliche Maßnahmen zu einem Meßgerät mit hohem Eingangswiderstand weitergeleitet werden. In einer integrierten Schaltung sind die Kapazitätswerte jedoch so klein, daß ein zusätzlicher Verstärker als Treiber an jedem Ausgang erforderlich ist. Bei Verwendung von Nachladeschaltern (z.B. Schaltung nach Bild 2.6(b)) kann dieser Verstärker für das transmittierte Signal eingespart werden, denn die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers in dem mit C_2 verbundenen Nachladeschalter ist am Ende der Registrierphase proportional zur Spannung v_{2a} über C_2 . Diese Ausgangsspannung ist gegeben durch

$$v_A = -q_{20}/C_{H2} ,$$

wobei q_{20} die während der Registrierphase durch C_2 fließenden Ladung ist und C_{H2} die Hilfskapazität des betreffenden Nachlade-

schalters darstellt. Da $v_{2a} = 2 q_{20}/C_2$ ist, gilt auch

$$v_A = -v_{2a} C_2 / 2C_{H2} .$$

Also können wir das Ausgangssignal am Ende der Registrierphase von diesem Operationsverstärker abnehmen, wobei der Signalpegel durch eine entsprechende Dimensionierung von C_{H2} geeignet gewählt werden kann.

2.5.3 Durchführung der Messungen und Meßergebnisse

Für die Ermittlung des Dämpfungsverlaufs des zu untersuchenden Filters wird die Amplitude des Ausgangssignals für verschiedene Frequenzen eines sinusförmigen Eingangssignals gemessen. Die Dämpfung bei den gewünschten Frequenzen erhalten wir aus

$$A_i = -20 \log |V_{ia}/E| , \quad i = 1, 2 \quad (2.40)$$

wobei für $i=1$ das reflektierte Signal und für $i=2$ das transmittierte Signal angesprochen ist. Im letzteren Fall unterscheidet sich die durch (2.40) definierte Dämpfung nur durch einen konstanten (frequenzunabhängigen) Summanden von der Betriebsdämpfung $A_B = -20 \log |S_{21}|$; aus (2.37) folgt nämlich

$$A_B = A_2 + 10 \log C_1/C_2 .$$

Für den Sonderfall $C_1 = C_2$ wird $A_B = A_2$.

Die Ausgangssignale des Filters sind jedoch pulsamplitudenmodulierte Signale. Das Spektrum eines solchen Signals enthält daher nicht nur das gefilterte Spektrum des Eingangssignals, sondern ebenfalls die um ganzzahlige Vielfache von $\Omega = 2\pi/T$ verschobenen Anteile. Ferner entstehen aufgrund des nichtidealen Verhaltens der Schalter vom Eingangssignal unabhängige Anteile bei $k\Omega$, $k \in \mathbb{Z}$. Um die durch diese ungewünschten Spektralanteile entstehenden Meßfehler klein zu halten, erfolgt die Messung der Ausgangssignale mit frequenzselektiven (schmalbandigen) abstimmbaren Spannungsmeßgeräten.

Weitere Meßfehler entstehen durch die Form der Impulse des Ausgangssignals. Unter der Annahme, daß rechteckförmige Impulse

der Dauer τ vorliegen, erhalten wir anstelle von (2.40) die Dämpfungswerte

$$A'_i = A'_i(\omega) = -20 \log \left| \frac{V_{ia}}{E} \frac{\tau}{T} \operatorname{si}(\omega\tau/2) \right|, \quad i = 1, 2. \quad (2.41)$$

Hierbei ist die Funktion $\operatorname{si}(x)$ durch $\sin(x)/x$ definiert. Somit ergibt sich der gewünschte durch (2.40) definierte Dämpfungswert aus dem gemessenen Wert A'_i durch Subtraktion zweier Korrekturterme A_{K1} und A_{K2} :

$$A_i = A'_i - A_{K1} - A_{K2}, \quad i = 1, 2, \quad (2.42)$$

$$A_{K1} = -20 \log \tau/T, \quad A_{K2} = -20 \log \operatorname{si}(\omega\tau/2) \quad (2.43a, b)$$

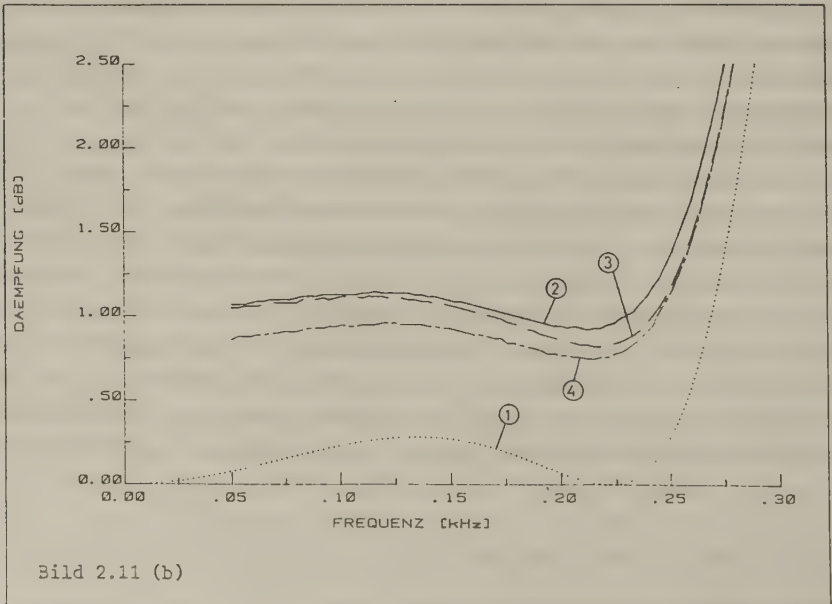
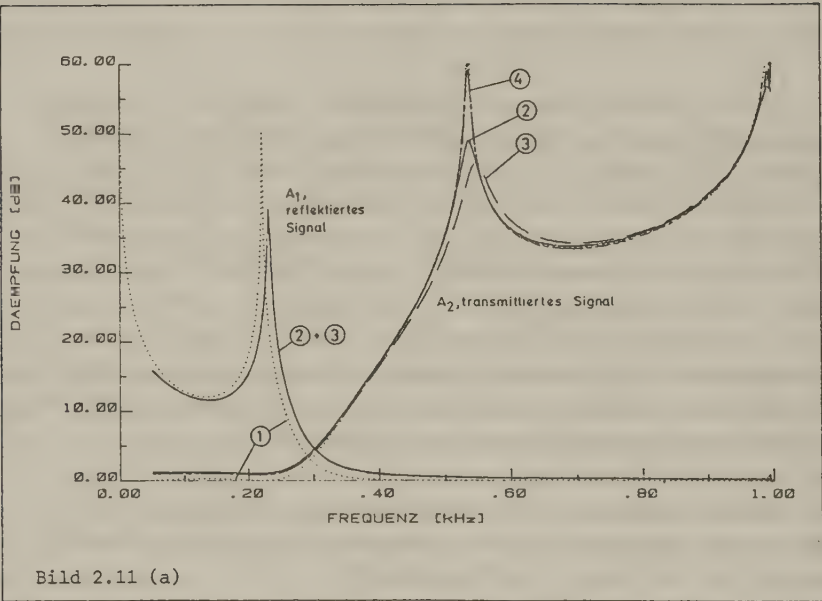
Der erste, frequenzunabhängige Korrekturterm A_{K1} kennzeichnet die durch das Tastverhältnis τ/T entstehende Grunddämpfung. Der zweite Korrekturterm A_{K2} beschreibt die durch die Abweichung der Pulsform vom idealen Fall (gewichtete δ -Impulse) entstehende zusätzliche frequenzabhängige Dämpfung. Falls das Tastverhältnis hinreichend klein ist, kann der zweite Korrekturterm vernachlässigt werden.

In unserem Beispiel gilt unter Vernachlässigung der Schutzintervalle zwischen den einzelnen Schaltphasen $\tau/T = 1/4$. Somit erhalten wir $A_{K1} = 12,04$ dB und für A_{K2} bei f_g , f_s und $F/2$ die Werte 0,014 dB, 0,056 dB und 0,224 dB. Um den frequenzabhängigen Fehler klein zu halten, muß das Verhältnis τ/T möglichst klein sein. Das bedeutet aber, daß eine hohe Grunddämpfung für die Messung entsteht, so daß die Meßergebnisse gegebenenfalls durch das Eigenrauschen des Meßgerätes verfälscht werden. Zur Vermeidung dieser Nachteile kann die Messung auch mit Hilfe von Interpolationsfiltern zur Konversion von pulsamplitudenmodulierten Signalen in zeitkontinuierliche durchgeführt werden [90-92]. Diese Schaltungen beruhen ebenfalls auf der Anwendung des Resonanztransfer-Prinzips [7]. Durch diese Tiefpaßfilter werden nur die gewünschten im Nyquist-Intervall $-F/2 < f < F/2$ liegenden Spektralanteile durchgelassen, während die übrigen unterdrückt werden. Daher können die Anforderungen an die Selektivität des Spannungsmeßgerätes gemildert werden. Ferner treten die Abweichungen gemäß

(2.43a,b) nicht auf. Stattdessen entstehen Fehler durch den nicht völlig flachen Dämpfungsverlauf dieser Filter im Durchlaßbereich.

Alle in dieser Arbeit beschriebenen Messungen wurden ohne Konversionsfilter mit dem automatischen Spektrum-Analysator HP 3585A durchgeführt. Dieser Analysator wurde über einen Datenbus von dem Kleinrechner HP 1000 gesteuert. Die gemessenen Dämpfungswerte A' wurden über den Bus an den Rechner übergeben, und es erfolgte eine Korrektur gemäß (2.42) mit Hilfe eines Meßprogramms. Für die Messung der Durchlaßdämpfung der Filter wurde zusätzlich eine Referenzmessung ohne Meßobjekt durchgeführt und der gewünschte Dämpfungswert durch Differenzbildung beider Meßwerte gewonnen, wodurch ein linearer, frequenzabhängiger Meßfehler des Spektrum-Analysators kompensiert wird.

Die so gemessenen korrigierten Dämpfungsverläufe des in Bild 2.10(b) dargestellten SC-Tiefpaßfilters sind in Bild 2.11(a) gezeigt. Es ist sowohl die Echodämpfung A_1 als auch die Betriebsdämpfung A_2 über dem Frequenzbereich 50 Hz bis 1 kHz aufgetragen. Die gepunkteten Linien zeigen die idealen Verläufe, die durchgezogenen Linien zeigen die Verläufe bei Verwendung des Spannungsumkehrschalters nach Bild 2.6(a), und die gestrichelten Linien zeigen die Dämpfungsverläufe bei Verwendung des in Bild 2.6(b) dargestellten Nachladeschalters. Schließlich enthält das Diagramm noch den gemessenen Verlauf der Dämpfung (strichpunktierte Linie) für den Fall, daß das Ausgangssignal vom Operationsverstärkerausgang des zweiten Nachladeschalters abgenommen wird. Der ideale Dämpfungsverlauf im Durchlaßbereich des Tiefpasses ist zusammen mit den gemessenen mit höherer Auflösung in Bild 2.11(b) dargestellt. Es ist zu erkennen, daß trotz der großen Kapazitätswerte Abweichungen der gemessenen Dämpfung vom idealen Verlauf auftreten. Diese Abweichungen sind auf die Einflüsse des nichtidealen Verhaltens der Schalter und Operationsverstärker zurückzuführen.



2.6 Schaltungen mit idealen Stromquellen

Bei VIS-SC-Schaltungen mit Spannungsquellen werden alle Pulsströme durch die SC-Bausteine von Spannungsumkehrschaltern gesteuert. Eine Besonderheit von SC-Netzwerken mit idealen Stromquellen ist, daß diese nun ebenfalls Pulsströme in den SC-Bausteinen hervorrufen (vgl. Abschnitt 2.2, Tab. 2.1). Es soll daher jetzt untersucht werden, in welcher Reihenfolge die unterschiedlichen Pulsströme fließen müssen.

Wir gehen wieder davon aus, daß der Graph des Referenznetzwerks keine Artikulationen enthält.* Darüber hinaus nehmen wir an, daß auch dann keine Artikulationen entstehen, wenn aus dem Graphen alle Zweige, die idealen Stromquellen entsprechen, entfernt werden. Sollte die letzte Voraussetzung bei einem Referenznetzwerk verletzt sein, so läßt sich dieses Netzwerk wieder derart in zwei oder mehrere Teilnetzwerke zerlegen, daß die zugehörigen Teilgraphen die Glieder des ursprünglichen Graphen bilden. Das bedeutet wieder, daß alle Teilnetzwerke unabhängig voneinander betrachtet werden können. Ein Beispiel für eine solche Zerlegung ist in Bild 2.12 gezeigt. Wir nehmen ferner an, daß das Referenznetzwerk außer einer idealen Stromquelle keine weiteren Quellen enthält.

* Zur Definition einer Artikulation siehe Unterabschnitt 2.4.1 .

Bild 2.11 Idealer und gemessener Dämpfungsverlauf des SC-Tiefpasses nach Bild 2.10(b):

(a) Dämpfung des reflektierten und transmittierten Signals,

(b) Dämpfungsverlauf im Durchlaßbereich;

Kurve (1): idealer Verlauf;

Kurve (2): gemessen, Verwendung des Spannungsumkehrschalters nach Bild 2.6(a);

Kurve (3): gemessen, Verwendung des Nachladeschalters nach Bild 2.6(b), Messung an C_2 ;

Kurve (4): wie (3), jedoch Messung am Operationsverstärkerausgang des zweiten Nachladeschalters (gestrichelt angedeutet in Bild 2.10(b)).

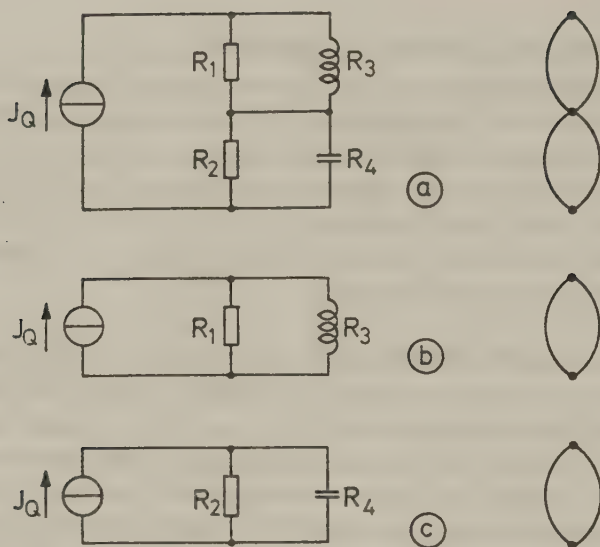


Bild 2.12 Zerlegung eines Referenznetzwerks mit einer idealen Stromquelle (a) in zwei voneinander unabhängige Teilnetzwerke (b) und (c). Ebenfalls dargestellt sind die zugehörigen Graphen der Netzwerke ohne Stromquellen.

Wir betrachten zunächst das nachzubildende Referenznetzwerk N mit einer idealen Stromquelle (Bild 2.13(a)) und das zugehörige SC-Netzwerk N_{SC} nach Bild 2.13(b) mit $\ell+1$ Toren. Die in der letzten Zeile der Tab. 2.1 angegebene SC-Realisierung der geerdeten idealen Stromquelle ist an Tor 0 angeschlossen, während die übrigen Tore 1 bis ℓ mit den $m_V = \ell$ (schwebenden oder geerdeten) Spannungsumkehrschaltern verbunden sind. Das zugehörige Referenz- $(\ell+1)$ -Tor N_r ist in Bild 2.13(c) angegeben. Entsprechend der Spannungsumkehrbedingung sind die Tore 1 bis ℓ kurzgeschlossen. Wir betrachten jedes der in Tab. 2.1 angegebenen SC-Bausteine einschließlich der zugehörigen Schalter als *Eintor* und ordnen daher jedem einen einzelnen Zweig zu. Bei dieser Betrachtungsweise sind die Anzahlen der Zweige in N_r und N_{SC} einander gleich. Diese gemeinsame Zahl der Zweige soll nun mit m_Z bezeichnet werden. Es seien U_ζ und J_ζ die Zweigspannungen und -ströme in N_r für $\zeta = 1, \dots, m_Z$, und es seien $J_{V\lambda}$ die Ströme in den Kurzschlußverbindungen der Tore $\lambda = 1, \dots, \ell$. Die Orientierungen der Span-

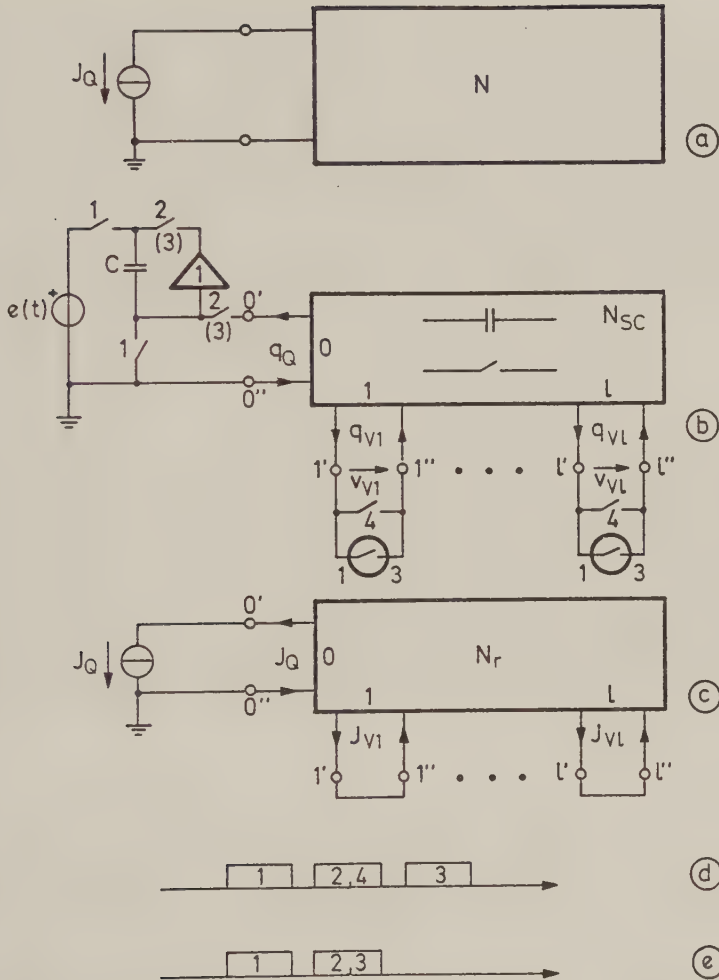


Bild 2.13 (a) Ein Referenznetzwerk N mit einer idealen Stromquelle,
 (b) zugehöriges SC-Netzwerk N_{SC} mit $m_v = l$ Spannungsumkehrschaltern und der SC-Realisierung der idealen Stromquelle,
 (c) ein dem SC-Netzwerk N_{SC} entsprechendes $(l+1)$ -Tor-Referenznetzwerk N_r ,
 (d) Diagramm für die Schaltersteuerung der in (b) gezeigten Anordnung für den Fall, daß alle Spannungsumkehrschalter auf dem Prinzip der inversen Wiederaufladung beruhen,
 (e) Diagramm für die Schaltersteuerung der in (b) gezeigten Anordnung für den Fall, daß alle Spannungsumkehrschalter geerdet sind und gesteuerten Spannungsquellen entsprechen.

nungen U_ζ und der Ströme J_ζ sowie der Zweige ζ ($\zeta = 1, \dots, m_Z$) des zum Netzwerk N gehörenden orientierten Graphen seien gleich. Ferner setzen wir voraus, daß N_{SC} und somit auch N_r keine Schleifen enthalten. Dann bildet die Gesamtheit der Ströme $J_{V\lambda}$ einen vollständigen Satz unabhängiger Schleifenströme von N . Demzufolge setzt sich ein Zweigstrom J_ζ aus den Strömen $J_{V\lambda}$ und gegebenenfalls noch aus dem Strom J_Q der Stromquelle zusammen, d.h. es gilt

$$J_\zeta = \sum_{\lambda=1}^{\ell} M_{\zeta\lambda} J_{V\lambda} + K_\zeta J_Q, \quad \zeta = 1, \dots, m_Z, \quad (2.44)$$

mit $M_{\zeta\lambda}, K_\zeta \in \{-1, 0, 1\}$.

Hierbei gilt $M_{\zeta\lambda} = 0$, falls der Schleifenstrom $J_{V\lambda}$ nicht durch den Zweig ζ fließt; es gilt $M_{\zeta\lambda} = 1$, falls der Strom $J_{V\lambda}$ durch den Zweig ζ hindurchfließt und die Orientierung des Stromes mit der Orientierung des Zweiges übereinstimmt; und es gilt $M_{\zeta\lambda} = -1$, falls der Strom $J_{V\lambda}$ durch den Zweig ζ hindurchfließt, aber die Orientierungen entgegengesetzt sind. Durch die Stromquelle wird eine zusätzliche Schleife gebildet, und wir ordnen dieser den zusätzlichen Schleifenstrom J_Q zu. Daher gilt für die Faktoren K_ζ die gleiche Regel wie für die $M_{\zeta\lambda}$.

Wir fassen jetzt die Ströme J_ζ ($\zeta = 1, \dots, m_Z$) und $J_{V\lambda}$ ($\lambda = 1, \dots, \ell$) zu Vektoren $\underline{J}$ und $\underline{J}_V$, die Konstanten $M_{\zeta\lambda}$ zu einer $(m_Z \times \ell)$ -Matrix $\underline{M}$ und die Konstanten K_ζ zu einem Spaltenvektor $\underline{K}$ zusammen. Dann können wir anstelle von (2.44) auch schreiben

$$\underline{J} = \underline{M} \underline{J}_V + \underline{K} J_Q. \quad (2.45)$$

Unter der Voraussetzung, daß alle Elemente des Referenznetzwerks Eintorimpedanzen sind, gilt für die Zweigspannungen $U_\zeta = Z_\zeta J_\zeta$ ($\zeta = 1, \dots, m_Z$), bzw. in Matrizenschreibweise

$$\underline{U} = \underline{Z} \underline{J}, \quad (2.46)$$

wobei die Diagonalmatrix $\underline{Z} = \text{diag}(Z_1, \dots, Z_{m_Z})$ aus den Impedanzen der Eintorelemente gebildet wird. Die ℓ unabhängigen Schleifengleichungen geben wir nun in der Form

$$\underline{L} \underline{U} = \underline{0} \quad (2.47)$$

an, wobei die $\ell \times m_Z$ -Matrix $\underline{L}$ durch $\underline{L} = \underline{M}^T$ gegeben ist [85] und

$\underline{0}$ die Nullmatrix ist. Setzen wir dann (2.46) mit (2.45) in (2.47) ein, so erhalten wir schließlich das lineare Gleichungssystem

$$\underline{M}^T \underline{Z} \underline{M} \underline{J}_V = -\underline{M}^T \underline{Z} \underline{K} \underline{J}_Q, \quad (2.48)$$

dessen Lösungen uns die Ströme $\underline{J}_{V\lambda}$ ($\lambda = 1, \dots, \ell$) liefert. *

Als nächstes betrachten wir wieder das SC-Netzwerk N_{SC} in Bild 2.13(b) mit der Realisierung der idealen Stromquelle und den $m_V = \ell$ Spannungsumkehrschaltern. Wir nehmen zunächst an, daß diese auf dem Prinzip der inversen Wiederaufladung beruhen, d.h., geerdete Spannungsumkehrschalter sind gemäß Bild 2.6(b) und schwebende entsprechend Bild 3 aus [72] realisiert. Wir führen nun zuerst den Registrierschritt (Schaltschritt 1) aus, d.h., wir schließen die Tore 1 bis ℓ virtuell kurz und speichern die dabei fließenden Ladungen $q_{V\lambda 0}$ ($\lambda = 1, \dots, \ell$) auf den Hilfskondensatoren innerhalb der Nachladeschalter ab. Gleichzeitig wird der Kondensator C an die Spannungsquelle $e(t)$ geschaltet. Die Ladungen, die während dieser Schaltphase durch die SC-Bausteine fließen, bezeichnen wir mit $q_{\zeta 0}$ ($\zeta = 1, \dots, m_Z$). Wir ordnen nun jedem SC-Baustein in N_{SC} einschließlich der Hilfsschalter einen Zweig zu. Dann haben N_{SC} und N_r die gleiche Topologie, und es gilt

$$\underline{q}_0 = \underline{M} \underline{q}_{V0}. \quad (2.49)$$

Im nächsten Schaltschritt werden die Tore 1 bis ℓ durch die Schalter 4 kurzgeschlossen, die Nachladeschalter bleiben in dieser Phase in Ruhestellung; gleichzeitig werden die Schalter 2 der "SC-Stromquelle" geschlossen. Dadurch entlädt sich der Kondensator C und die Ladung q_Q fließt über die Netzwerkklemmen O' und O'' . Die Ladungen, die jetzt über die Tore 1 bis ℓ fließen, bezeichnen wir mit $\tilde{q}_{V\lambda 0}$ ($\lambda = 1, \dots, \ell$), und diejenigen, die durch die SC-Bausteine fließen, wollen wir $\tilde{q}_{\zeta 0}$ ($\zeta = 1, \dots, m_Z$) nennen. Entsprechend werden die zugehörigen Ladungsvektoren mit $\tilde{\underline{q}}_{V0}$ und $\tilde{\underline{q}}_0$ bezeichnet. Aufgrund der Beziehung (2.45) gilt

$$\tilde{\underline{q}}_0 = \underline{M} \tilde{\underline{q}}_{V0} + \underline{K} q_Q. \quad (2.50)$$

* Eine Verallgemeinerung von (2.48) auf mehrere Stromquellen stellt ein Verfahren für die Schleifenstromanalyse dar, ohne daß Stromquellen in Spannungsquellen umgeformt werden müssen (vgl. Gl. (6.58) in [85]).

In der Nachladephase (Schaltschritt 3) fließen durch alle Zweige des SC-Netzwerks die gleichen Ladungen $q_{\zeta 0}$ ($\zeta = 1, \dots, m_Z$) wie in der Registrierphase, d.h., (2.49) bleibt weiterhin gültig. Das vollständige Taktschema für die Schaltersteuerung ist in Bild 2.13(d) angegeben. Hierbei wird wieder angenommen, daß die Nachladung in allen Schleifen gleichzeitig erfolgt. Wir haben gesehen, daß in allen drei Schaltschritten jeweils ein Stromimpuls durch einen SC-Baustein fließt, d.h., ein Hauptimpuls setzt sich aus drei Teilimpulsen zusammen. Die Gesamtladung, die in den drei Schaltphasen durch einen Zweig ζ des SC-Netzwerks N_{SC} fließt, ist gegeben durch

$$q_{\zeta} = 2 q_{\zeta 0} + \tilde{q}_{\zeta 0} . \quad (2.51a)$$

Entsprechendes gilt für die Gesamtladungen, die durch die Tore 1 bis ℓ dieses Netzwerks fließen, nämlich

$$q_{V\lambda} = 2 q_{V\lambda 0} + \tilde{q}_{V\lambda 0} , \quad \lambda = 1, \dots, \ell . \quad (2.51b)$$

Wir betrachten nun wieder den eingeschwungenen Zustand und bezeichnen jetzt die äquivalenten Spannungen und Ströme mit $\underline{U}'_{\zeta}$, $\underline{J}'_{\zeta}$ ($\zeta = 1, \dots, m_Z$) und $\underline{J}'_{V\lambda}$ ($\lambda = 1, \dots, \ell$). Wir müssen zeigen, daß für

$$\underline{J}_Q = Q_Q/T, \quad \underline{J}' = (2\underline{Q}_O + \tilde{\underline{Q}}_O)/T \quad \text{und} \quad \underline{J}'_V = (2\underline{Q}_{VO} + \tilde{\underline{Q}}_{VO})/T \quad (2.52)$$

die Beziehungen

$$\underline{U}' = \underline{U} , \quad \underline{J}' = \underline{J} \quad \text{und} \quad \underline{J}'_V = \underline{J}_V \quad (2.53)$$

gültig sind, d.h., daß alle äquivalenten Spannungen und Ströme in dem SC-Netzwerk mit den entsprechenden Spannungen und Strömen im Referenznetzwerk identisch sind. Hierzu gehen wir unter Verwendung der Beziehung [68]

$$R_{\zeta} = Z_{\zeta}(1) , \quad \zeta = 1, \dots, m_Z , \quad (2.54)$$

zunächst von den Gleichungen (2.15a,b) aus und schreiben

$$\underline{V}_a = \underline{U}' + \underline{Z}(1) \underline{J}' , \quad \underline{V}_b = \underline{U}' - \underline{Z}(1) \underline{J}' . \quad (2.55)$$

Anstelle von (2.49) und (2.50) erhalten wir im eingeschwungenen Zustand

$$\underline{Q}_O = \underline{M} \underline{Q}_{VO} \quad \text{und} \quad \tilde{\underline{Q}}_O = \underline{M} \tilde{\underline{Q}}_{VO} + \underline{K} \underline{Q}_Q$$

woraus mit (2.52) die Beziehung

$$\underline{J}' = \underline{M} \underline{J}'_V + \underline{K} \underline{J}_Q \quad (2.56)$$

folgt. Da die SC-Bausteine die Impedanzen des Netzwerks N_r nachbilden, gilt weiterhin

$$\underline{U}' = \underline{Z}(\psi) \underline{J}' , \quad (2.57)$$

so daß wir mit (2.55) - (2.57) die beiden Gleichungen

$$\underline{V}_a = (\underline{Z}(\psi) + \underline{Z}(1)) (\underline{M} \underline{J}'_V + \underline{K} \underline{J}_Q) \quad (2.58a)$$

$$\underline{V}_b = (\underline{Z}(\psi) - \underline{Z}(1)) (\underline{M} \underline{J}'_V + \underline{K} \underline{J}_Q) \quad (2.58b)$$

erhalten.

Die Spannungen über den Spannungsumkehrschaltern vor und nach der Spannungsumkehr bezeichnen wir wieder mit $V_{V\lambda b}$ und $V_{V\lambda a}$ ($\lambda = 1, \dots, \ell$). Diese Spannungen ergeben sich aus den Summen der Spannungen in den entsprechenden Schleifen. Wir können also die folgenden Gleichungen angeben:

$$\begin{aligned} \underline{V}_{Va} &= \underline{M}^T \underline{V}_a = \underline{M}^T (\underline{Z}(\psi) + \underline{Z}(1)) (\underline{M} \underline{J}'_V + \underline{K} \underline{J}_Q) , \\ \underline{V}_{Vb} &= \underline{M}^T \underline{V}_b = \underline{M}^T (\underline{Z}(\psi) - \underline{Z}(1)) (\underline{M} \underline{J}'_V + \underline{K} \underline{J}_Q) . \end{aligned}$$

Wegen $\underline{V}_{Va} + \underline{V}_{Vb} = \underline{0}$ erhalten wir daraus das folgende lineare Gleichungssystem zur Bestimmung von $\underline{J}'_V$:

$$\underline{M}^T \underline{Z}(\psi) \underline{M} \underline{J}'_V = -\underline{M}^T \underline{Z}(\psi) \underline{K} \underline{J}_Q . \quad (2.59)$$

Da dieses Gleichungssystem identisch ist mit (2.48) und da die Lösung eindeutig ist, folgt schließlich $\underline{J}'_V = \underline{J}_V$, so daß mit (2.45), (2.56) und (2.57) die Beziehungen (2.53) erfüllt sind.

Es soll nun noch gezeigt werden, daß anstelle der Nachladeschalter auch Spannungsumkehrschalter verwendet werden können, die auf spannungsgesteuerten Spannungsquellen beruhen. Zuerst betrachten wir den Fall, daß alle Spannungsumkehrschalter in Bild 2.13(b) geerdet sind. Ferner wollen wir das in Bild 2.13(d) gezeigte Diagramm für die Schaltersteuerung beibehalten. Unab-

hängig vom Typ des verwendeten Spannungsumkehrschalters gilt am Ende der zweiten Schaltphase (Schalter 2 und 4 geschlossen) $v_{V\lambda} = 0$ und am Ende der dritten Schaltphase (Schalter 3 geschlossen) $v_{V\lambda} = v_{V\lambda a} = -v_{V\lambda b}$ ($\lambda = 1, \dots, l$). Daraus können wir schließen, daß jetzt zumindest in der Schaltphase 3 die gleichen Ladungen fließen wie bei Verwendung von Nachladeschaltern. Im Registrierschritt fließen jedoch keine Ladungen im Netzwerk N_{SC} , da die Tore 1 bis l in diesem Schaltschritt nicht mehr virtuell kurzgeschlossen werden. Aufgrund des Schließens der Schalter 4 und aufgrund der Entladung des Kondensators C innerhalb der SC-Stromquelle (siehe Bild 2.13(b)) in der zweiten Schaltphase fließen aber die Ladungen $q_{V\lambda 0} + \tilde{q}_{V\lambda 0}$ über die Klemmen der Tore λ ($\lambda = 1, \dots, l$). Daraus folgt, daß (2.51b) und somit auch (2.51a) immer noch gültig sind.

Bei geerdeten Spannungsumkehrschaltern läßt sich jetzt sogar ein Schaltschritt einsparen, die Entladephase für den Kondensator C der Stromquellenrealisierung (Schalter 2 geschlossen) kann mit der Umladephase der Spannungsumkehrschalter (Schalter 3 geschlossen) zusammenfallen. Das bedeutet, daß in dieser gemeinsamen Schaltphase die mit (2.51a) gegebenen Ladungen durch die einzelnen SC-Bausteine fließen. Die Schalter 4 werden in diesem Fall nicht benötigt. Das resultierende Diagramm für die Schaltersteuerung ist in Bild 2.13(e) dargestellt.

Als letztes betrachten wir den Fall, daß schwebende Spannungsumkehrschalter nach Bild 2.9(a) verwendet werden. Es muß wieder sichergestellt werden, daß sowohl die Spannungsumkehrbedingung (2.19a) als auch die Torbedingung (2.31) erfüllt ist. Wir wollen jetzt das Taktdiagramm nach Bild 2.9(b) verwenden und müssen hierzu die Schaltersteuerung für die SC-Realisierung der Stromquelle diesem Taktschema anpassen, d.h., der Kondensator C wird jetzt in der dritten Schaltphase entladen. Dies ist in Bild 2.13(b) in Klammern angedeutet. Wir wollen die in Abschnitt 2.4.3 eingeführten Bezeichnungen für die Spannungen und Ladungsflüsse beibehalten und benötigen jetzt noch zusätzlich den Wert $\tilde{v}_0$ der Spannungen $v' = v''$ (siehe Bild 2.9(a)) am Ende der dritten Schalt-

phase. Wir erkennen, daß in dieser Phase nun die Spannungen $\tilde{v}_0 - v'_b$ und $\tilde{v}_0 - v''_b$ auf den Kondensatoren C'_{H3} und C''_{H3} abgespeichert werden, während die Spannungen an den übrigen Hilfskondensatoren die in Bild 2.9(a) angedeuteten Werte beibehalten. Schließlich erkennen wir noch, daß die Spannungen v'_a und v''_a nun gegeben sind durch

$$v'_a = v_0 + \tilde{v}_0 - v'_b \quad , \quad (2.60a)$$

$$v''_a = v_0 + \tilde{v}_0 - v''_b \quad . \quad (2.60b)$$

Somit ist gezeigt, daß die Spannungsumkehrbedingung wegen $v'_a - v''_a = -(v'_b - v''_b)$ bereits erfüllt ist. Wir fassen nun wieder Spannungen und Ladungsflüsse zu Vektoren zusammen und sehen, daß die Gleichungen (2.32) - (2.34) weiterhin gültig bleiben. In der dritten Schaltphase fließen die Ladungen $\tilde{q}_{v\mu 0}$ über die Klemmen der kurzgeschlossenen Tore μ ($\mu = 1, \dots, m_V$), so daß sich die Spannungen $v'_\mu = v''_\mu$ von den Spannungswerten $v_{\mu 0}$ auf $\tilde{v}_{\mu 0}$ ändern. Mit Hilfe von (2.32) können wir nun die Ladungen bestimmen, die während des vierten Schrittes über die Klemmen fließen. Es gilt mit (2.60a,b) und (2.34)

$$\underline{c} \begin{pmatrix} \tilde{v}_0 - v'_a \\ \tilde{v}_0 - v''_a \end{pmatrix} = \underline{c} \begin{pmatrix} v'_b - v_0 \\ v''_b - v_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} q'_0 \\ -q'_0 \end{pmatrix} \quad ,$$

d.h., in dieser Schaltphase fließen die gleichen Ladungen wie in der ersten, so daß der gesamte Ladungsfluß wieder durch (2.51b) gegeben ist und gleichzeitig die Torbedingung (2.31) erfüllt bleibt.

2.7 Elimination redundanter Spannungsumkehrschalter

Ähnlich wie bei Wellendigitalfiltern [55] läßt sich auch bei VIS-SC-Filtern unter bestimmten Voraussetzungen ein gewisses Maß an Realisierungsaufwand einsparen. Die erstgenannten Filter können auch dann mit einer kanonischen Anzahl Verzögerer realisiert werden, wenn die Anzahl der reaktiven Bauelemente des Referenzfilters nicht kanonisch ist [93,94]. Die Elimination redundanter Verzögerungen beruht auf der Eigenschaft, daß bei Kapazitäts- und Induktivitätsschleifen (allgemeiner bei Schleifen aus zueinander proportionalen Impedanzen [95]) sowohl die Summe der einfallenden Wellen (bei entsprechender Orientierung) als auch

die Summe der reflektierten Wellen gleich null ist. Im folgenden soll gezeigt werden, daß in diesen Fällen auch bei den VIS-SC-Filtern Einsparungen erzielt werden können.

Offensichtlich können dann Spannungsumkehrschalter eingesetzt werden, wenn die Summen in den Gleichungen (2.20)

$$V_a = V_b = 0 \quad \forall \psi \quad (2.61)$$

ergeben. Hierzu betrachten wir zunächst die in Bild 2.14 dargestellte Schleife des Referenznetzwerks. Diese Schleife bestehe

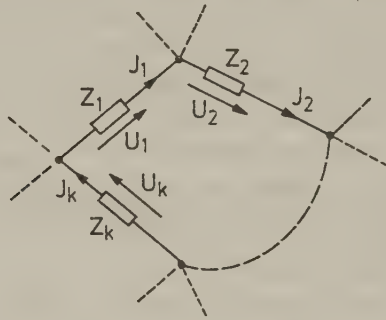


Bild 2.14 Eine aus k Impedanzen bestehende Schleife des Referenznetzwerks.

aus den zueinander proportionalen Impedanzen $Z_1, Z_2, \dots, Z_k$, d.h., es existiert eine Brune-Funktion $F(\psi)$ mit $F(1) = 1$ derart, daß gilt

$$Z_{\kappa} = Z_{\kappa}(\psi) = F(\psi) R_{\kappa} \quad , \quad \kappa = 1, \dots, k \quad , \quad (2.62)$$

wobei der Zusammenhang der positiven Konstanten R_{κ} mit den Eingangskapazitäten C_{κ} der entsprechenden SC-Realisierungen der Impedanzen Z_{κ} durch (2.11b) gegeben ist [68]. Für die in Bild 2.14 angegebenen Orientierungen der Spannungen und Ströme erhalten wir mit (2.62)

$$U_{\kappa} = F(\psi) R_{\kappa} J_{\kappa} \quad , \quad \kappa = 1, \dots, k \quad . \quad (2.63)$$

Dies eingesetzt in (2.15) ergibt für die Werte $V_{\kappa a}$ und $V_{\kappa b}$ der Spannung V_{κ}

$$V_{ka} = U_k (1 + 1/F(\psi)) \quad (2.64a)$$

$$V_{kb} = U_k (1 - 1/F(\psi)) \quad \kappa = 1, \dots, k \quad (2.64b)$$

Bilden wir nun noch gemäß (2.20) jeweils die Summen der Spannungen V_{ka} und V_{kb} , so erkennen wir, daß die oben angegebene Bedingung (2.61) wegen

$$\sum_{\kappa=1}^k U_{\kappa} = 0$$

erfüllt ist; die entsprechende Schleife des zugehörigen SC-Netzwerks braucht demnach keinen Spannungsumkehrschalter zu enthalten. Unter Umständen sind jedoch für die SC-Realisierungen der einzelnen Impedanzen Z_{κ} Spannungsumkehrschalter erforderlich.

Es soll noch darauf hingewiesen werden, daß eine Schleife mit zueinander proportionalen Impedanzen auch dann über einen Spannungsumkehrschalter geschlossen werden muß, wenn sie eine oder mehrere Spannungsquellen enthält, deren Summe der Quellenspannungen (gleiche Orientierung wie in den übrigen Zweigen) ungleich null ist. Bezeichnen wir diese Summe mit E , so gilt

$$\sum_{\kappa=1}^k U_{\kappa} + E = 0 \quad (2.65)$$

Wir erhalten dann für die Summen V_a und V_b aller Zweigspannungen der zugehörigen Schleife des SC-Netzwerks

$$V_a = \sum_{\kappa=1}^k V_{ka} + E, \quad V_b = \sum_{\kappa=1}^k V_{kb} + E \quad (2.66a,b)$$

Mit (2.64) und (2.65) wird daraus schließlich

$$V_a = -E/F(\psi), \quad V_b = E/F(\psi).$$

Wir sehen also, daß für $E \neq 0$ die Bedingung (2.61) nicht erfüllt ist.

Wir beschränken uns im folgenden auf den für die Praxis wichtigsten Fall, daß die Impedanzen Z_{κ} entweder Kapazitäten, Induktivitäten oder Widerstände darstellen. Wir wollen dann die jeweiligen Schleifen aus proportionalen Impedanzen Kapazitäts-, Induktivitäts- bzw. Widerstandsschleifen nennen. In diesen Fällen ist $F(\psi)$ gegeben durch

$$F(\psi) = \left\{ \begin{array}{ll} 1/\psi & \text{für Kapazitätsschleifen} \\ \psi & \text{für Induktivitätsschleifen} \\ 1 & \text{für Widerstandsschleifen} \end{array} \right\} \quad (2.67)$$

Wir betrachten nun ein Referenznetzwerk N , das nur aus Widerständen, Kapazitäten, Induktivitäten und idealen Quellen bestehen soll (eine Quelle mit Innenwiderstand wird entsprechend zerlegt). Es gilt dann folgender

Satz:

Seien N_R , N_C und N_L die aus Widerständen, Kapazitäten und Induktivitäten gebildeten Teilnetzwerke von N . Ferner sei ℓ die Anzahl der Fundamentalschleifen des Netzwerks N , wenn alle idealen Stromquellen entfernt sind, und es seien ℓ_R , ℓ_C und ℓ_L jeweils die Anzahl der Fundamentalschleifen von N_R , N_C und N_L . Dann ist die Anzahl der erforderlichen Spannungsumkehrschalter für die SC-Realisierung von N gegeben durch

$$m_V = \ell - (\ell_R + \ell_C + \ell_L) \quad (2.68)$$

Beweis:

Wir bilden zunächst die Graphen G_R , G_C und G_L der Teilnetzwerke N_R , N_C und N_L sowie den Graph G_E des aus idealen Spannungsquellen bestehenden Teilnetzwerks N_E . Wie wir im Abschnitt 2.6 gesehen haben, können wir alle Schleifen des Netzwerks N , die ideale Stromquellen enthalten, außer acht lassen, da diese keine Spannungsumkehrschalter zu enthalten brauchen. Ferner können wir davon ausgehen, daß das Teilnetzwerk N_E keine Schleifen enthält. Andernfalls läßt sich immer für ein *realisierbares* Spannungsquellenetzwerk ein äquivalentes schleifenloses Teilnetzwerk angeben. Jedem Element eines Teilnetzwerks wird genau ein Zweig des zugehörigen Graphen zugeordnet. Da N_R , N_C und N_L nur Schleifen aus proportionalen Impedanzen enthalten, werden für die entsprechenden SC-Realisierungen keine Spannungsumkehrschalter benötigt. Somit gibt es $\ell_R + \ell_C + \ell_L$ Fundamentalschleifen, die *nicht* über Spannungsumkehrschalter geschlossen werden. Wir wollen jetzt durch Hinzufügen widerstandsloser Verbindungszweige ein zu N äquivalentes Netzwerk N' herleiten, dessen Graph wir mit G' bezeichnen. Dieses Netzwerk N' soll so beschaffen sein, daß die *Gerüste* [84] * von G_R , G_C und G_L sowie der Graph G_E in einem vollständigen Baum von G' enthalten sind.

* siehe Seite 51

Die Herleitung von N' wollen wir folgendermaßen durchführen. Haben zwei oder mehrere Teilnetzwerke in N einen oder mehrere gemeinsame Knoten, so werden die entsprechenden Knoten aufgetrennt und durch widerstandslose Zweige wieder miteinander verbunden, wobei diese zusätzlichen Zweige untereinander keine Schleifen bilden sollen. Das so erhaltene Netzwerk N' ist elektrisch identisch mit dem ursprünglichen Netzwerk N , die Zahl der Fundamentalschleifen in N' ist ebenfalls gleich l . Wir bilden nun für die Graphen G_R , G_C und G_L jeweils ein Gerüst. Ferner bilden wir einen vollständigen Baum von G' derart, daß die Gerüste von G_R , G_C und G_L sowie der Graph G_E in ihm enthalten sind. Somit sind die Verbindungszweige von G_R , G_C und G_L auch Verbindungszweige von G' . Da die entsprechenden Zweige der SC-Realisierungen von N_R , N_C und N_L keine Spannungsumkehrschalter enthalten, ist die verbleibende Zahl der erforderlichen Spannungsumkehrschalter gleich der Zahl l der Verbindungszweige von G' vermindert um die Zahlen der Verbindungszweige von G_R , G_C und G_L .

Q.E.D.

Bei der Herleitung des Verfahrens zur Realisierung von Schaltungen mit idealen Stromquellen sind wir davon ausgegangen, daß alle l unabhängigen Schleifen des SC-Netzwerks über Spannungsumkehrschalter geschlossen werden (vgl. Bild 2.13). Dies ist jedoch jetzt nicht mehr der Fall. Vielmehr haben wir nun bei Vorhandensein einer Stromquelle die in Bild 2.15 dargestellte Situation vorliegen. Die Tore 1 bis l des Netzwerks N_{SC} entsprechen den l (aufgetrennten) Verbindungszweigen des Netzwerks N' . Das bedeutet, daß auch jetzt die Bausteine von N_{SC} keine Schleifen bilden. Wir wollen die Numerierung der Tore so vornehmen, daß die Tore 1 bis m_V mit Spannungsumkehrschaltern verbunden sind und die $l_R + l_C + l_L$ Tore m_V+1 bis l kurzgeschlossen sind. Die Ladungen, die während des Spannungsumkehrvorgangs über die kurzgeschlossenen Torklemmen fließen, wollen wir ebenfalls mit

* Für die zusammenhängenden Teile eines nichtzusammenhängenden Graphen G kann jeweils ein vollständiger Baum angegeben werden. Diese Bäume bilden das Gerüst des Graphen G , d.h., der Begriff "Gerüst" ist eine Erweiterung des Begriffs "vollständiger Baum" auf nichtzusammenhängende Graphen.

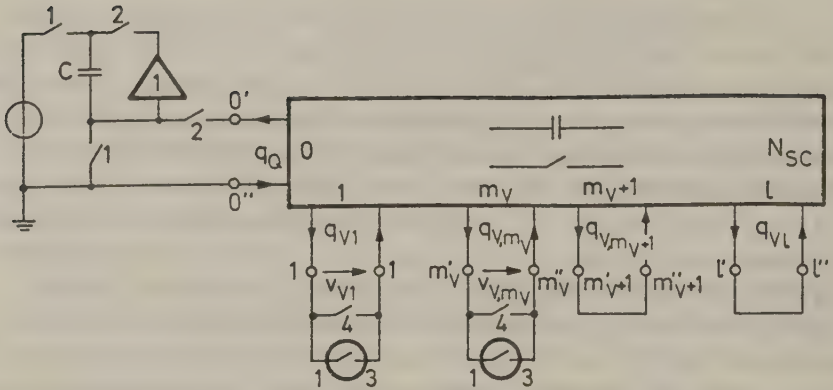


Bild 2.15 Ein SC-Netzwerk N_{SC} mit verminderter Anzahl an Spannungsumkehrschaltern und der SC-Realisierung einer idealen Stromquelle.

dem Index "v" versehen, d.h., wir bezeichnen sie mit $q_{v,m_V+1}, \dots, q_{v,l}$. Somit können wir weiterhin das zu N_{SC} zugehörige Referenz- $(l+1)$ -Tor N_r aus Bild 2.13(c) mit den Torströmen $J_{V\lambda}$ ($\lambda = 1, \dots, l$) verwenden. Wir wollen nun zeigen, daß das in Abschnitt 2.6 beschriebene Verfahren auch bei verminderter Anzahl an Spannungsumkehrschaltern angewendet werden kann.

Da das in Bild 2.13(c) dargestellte $(l+1)$ -Tor N_r mit den Torströmen $J_{V\lambda}$ ($\lambda = 1, \dots, l$) weiterhin als Referenznetzwerk zu N_{SC} verwendet werden kann, folgt, daß (2.44) - (2.48) gültig bleiben. Während des Registrierschrittes (Schalter 1 geschlossen) werden die Tore 1 bis m_V von N_{SC} wieder virtuell kurzgeschlossen. Hierdurch fließen Ladungen $q_{V\lambda}$ ($\lambda = 1, \dots, l$) über die Tore 1 bis l , jedoch werden jetzt nur die Ladungen q_{V10} bis $q_{V,m_V,0}$ registriert. Im zweiten Schaltschritt (Schalter 2 und 4 geschlossen) sind die Tore 1 bis l kurzgeschlossen, und die Kapazität C der SC-Stromquelle wird über Tor 0 entladen, d.h., in diesem Schaltschritt liegt die gleiche Situation vor wie in dem vorhergehenden Fall, daß l Spannungsumkehrschalter vorhanden sind. Im Nachladeschritt fließen schließlich die gleichen Ladungen wie im Registrierschritt über die Tore 1 bis m_V . Da die Schalterstellung in N_{SC} in allen Schaltschritten unverändert bleibt, fließen auch über die Tore m_V+1 bis l die gleichen Ladungen, so daß auch die Gleichungen (2.49)-(2.60) weiterhin gültig bleiben.

Wir haben gesehen, daß die Zahl der Spannungsumkehrschalter bei bestimmten Netzwerken verringert werden kann. Dies führt jedoch nicht automatisch zu einer Verringerung des Realisierungsaufwands. Da die Realisierung schwebender Spannungsumkehrschalter wesentlich aufwendiger ist als die geerdeter, ist es zweckmäßig, die Zahl der schwebenden möglichst gering zu halten. Um dies zu erreichen, soll der vollständige Baum von G' innerhalb der noch zur Verfügung stehenden Freiheitsgrade so gewählt werden, daß möglichst viele Verbindungszweige an einem dem Masseanschluß entsprechenden Knoten angreifen. Dann ist bei gleichbleibender Gesamtzahl der Spannungsumkehrschalter die Zahl der geerdeten maximal und die Zahl der schwebenden minimal. Dies soll in dem folgenden Beispiel verdeutlicht werden.

Wir betrachten zuerst den in Bild 2.16(a) dargestellten Bandpaß 6. Ordnung. Dieses Netzwerk besitzt eine Kapazitäts- und eine Induktivitätsschleife, es gilt also $\ell_C = \ell_L = 1$, während $\ell_R = 0$ ist. Die Zahl der unabhängigen Schleifen des Netzwerks ist $\ell = 7$, d.h. nach (2.68) werden fünf Spannungsumkehrschalter benötigt. Wir bilden zunächst die Graphen G_E , G_R , G_C und G_L der Spannungsquellen-, Widerstands-, Kapazitäts- und Induktivitäts-Teilnetzwerke (Bild 2.16(b)). Jeweils ein zugehöriges Gerüst ist durch zusätzliche, gestrichelte Linien in Bild 2.16(b) gekennzeichnet. In unserem Beispiel soll der Knoten M des Graphen G_C dem Masseknoten entsprechen. Als nächstes bilden wir den Graph G' , der durch die Verbindung der Graphen G_E , G_R , G_C und G_L über zusätzliche Zweige entsteht. Hierbei werden alle Knoten, die in den Teilnetzwerken dem Masseknoten entsprechen, über einen Zweig mit dem Knoten M verbunden (Bild 2.16(c)). Diese Zweige wollen wir jetzt *Massezweige* nennen. Nun wird ein vollständiger Baum von G' so gewählt, daß einerseits die Gerüste von G_E , G_R , G_C und G_L in ihm enthalten sind, andererseits aber die Massezweige *nicht* in ihm enthalten sind. Ein solcher Baum ist ebenfalls mit gestrichelten Linien in Bild 2.16(c) eingezeichnet. Diejenigen Verbindungszweige, die nicht zu G_R , G_C und G_L gehören, entsprechen Spannungsumkehrschaltern in der zugehörigen SC-Realisierung, und zwar entsprechen die Massezweige geerdeten, die übrigen Verbin-

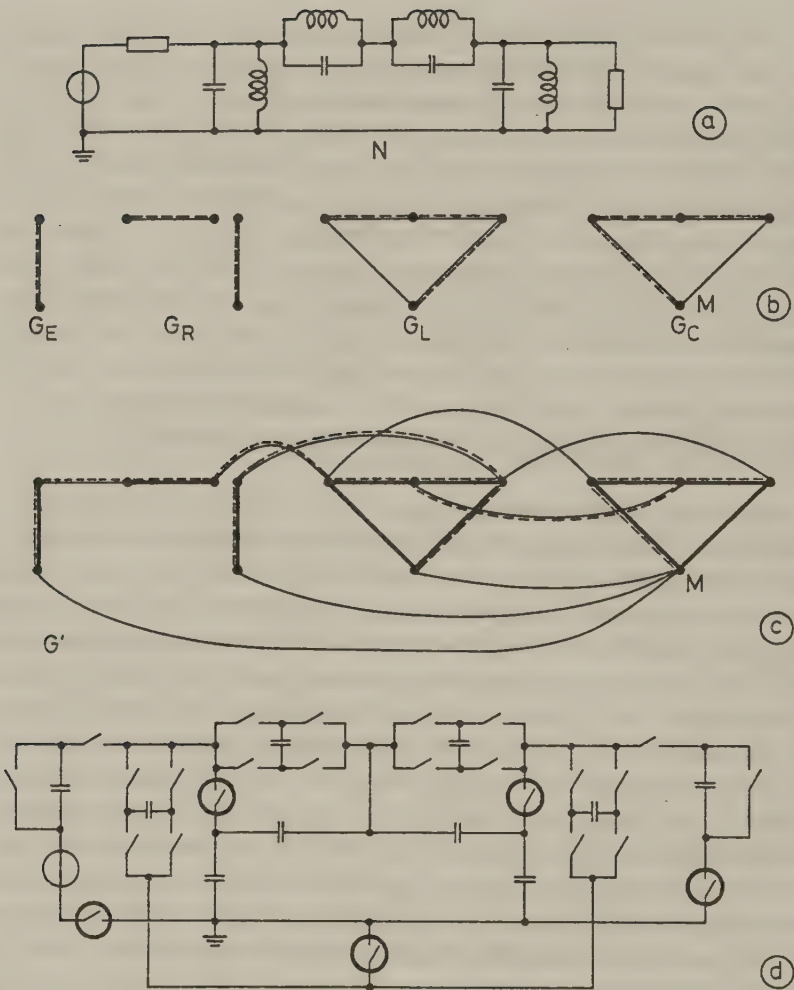


Bild 2.16 (a) Ein Netzwerk N mit einer Kapazitäts- und einer Induktivitätsschleife,
 (b) die Graphen G_E , G_R , G_L und G_C der Teilnetzwerke - jeweils ein zugehöriges Gerüst ist durch zusätzliche gestrichelte Linien gekennzeichnet,
 (c) der Graph G' - die den Teilnetzwerken entsprechenden Zweige sind dick eingezeichnet, und ein vollständiger Baum ist durch zusätzliche gestrichelte Linien gekennzeichnet,
 (d) die zu dem Graphen G' mit dem eingezeichneten vollständigen Baum gehörende SC-Realisierung des Netzwerks N.

dungszweige schwebenden Spannungsumkehrschaltern. Wir erhalten also die in Bild 2.16(d) dargestellte SC-Realisierung mit drei geerdeten und zwei schwebenden Spannungsumkehrschaltern.

An dieser Stelle sei bemerkt, daß die widerstandsbehaftete Quelle auch mit Hilfe der in der vierten Zeile von Tab. 2.1 angegebenen Schaltung realisiert werden kann. Im nächsten Abschnitt sollen jedoch auch Realisierungsmöglichkeiten für die Serienschaltung einer idealen Spannungsquelle mit einem geerdeten Spannungsumkehrschalter angegeben werden.

2.8 Realisierung von idealen Spannungsquellen in Verbindung mit geerdeten Spannungsumkehrschaltern

Wir hatten im Abschnitt 2.2 gesehen, daß für die Realisierung einer (geerdeten) idealen Spannungsquelle ein zusätzlicher Operationsverstärker erforderlich ist. Ferner wurde im Abschnitt

gezeigt, daß jede Schleife, die eine ideale Spannungsquelle enthält, nur über einen Spannungsumkehrschalter geschlossen werden darf. Es liegt daher nahe, nach einer Realisierungsmöglichkeit für die Spannungsquelle in Verbindung mit einem Spannungsumkehrschalter zu suchen. Hierzu betrachten wir zunächst die Anordnung in Bild 2.17. Wir nehmen zuerst an, daß die Urspannung

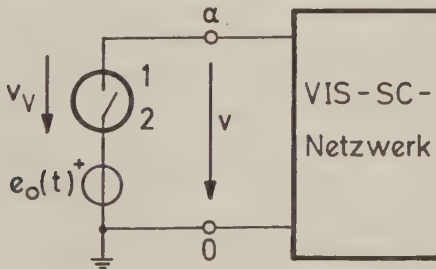


Bild 2.17 Ein Spannungsumkehrschalter in Serienschaltung mit einer idealen Spannungsquelle.

$e_o(t)$ der Spannungsquelle stückweise konstant bleibt, und zwar in den offenen Zeitintervallen $(t_n - T_0, t_{n+1} - T_0)$, $n \in \mathbb{Z}$, wobei t_n durch (2.3) gegeben ist und wobei T_0 eine beliebige Konstante ist, die der Bedingung $0 \leq T_0 < T$ genügt. Ferner nehmen wir an,

daß der Spannungsumkehrvorgang (einschließlich Registrierung) ebenfalls innerhalb dieser Zeitintervalle erfolgt. Es sei v_V wieder die Spannung über dem Spannungsumkehrschalter und es sei v die Spannung über den Klemmen des SC-Netzwerks. Die Werte der Spannungen vor und nach der Spannungsumkehr werden wieder durch die Indizes b und a gekennzeichnet.

Es gelten neben der Spannungsumkehrbedingung (2.19a) folgende Beziehungen:

$$v_b(t_n) = e_o(t_n) + v_{Vb}(t_n) , \quad (2.69a)$$

$$v_a(t_n) = e_o(t_n) + v_{Va}(t_n) . \quad (2.69b)$$

Unter Verwendung von (2.19a) erhalten wir daraus

$$v_a(t_n) = 2e_o(t_n) - v_b(t_n) . \quad (2.70)$$

Wir müssen nun eine Schaltung finden, mit dessen Hilfe die Spannung v_a entsprechend (2.70) gebildet wird. Eine erste Schaltung, die wieder auf spannungsgesteuerten Spannungsquellen beruht, ist in Bild 2.18(a) angegeben. Dies ist eine Modifizierung der in

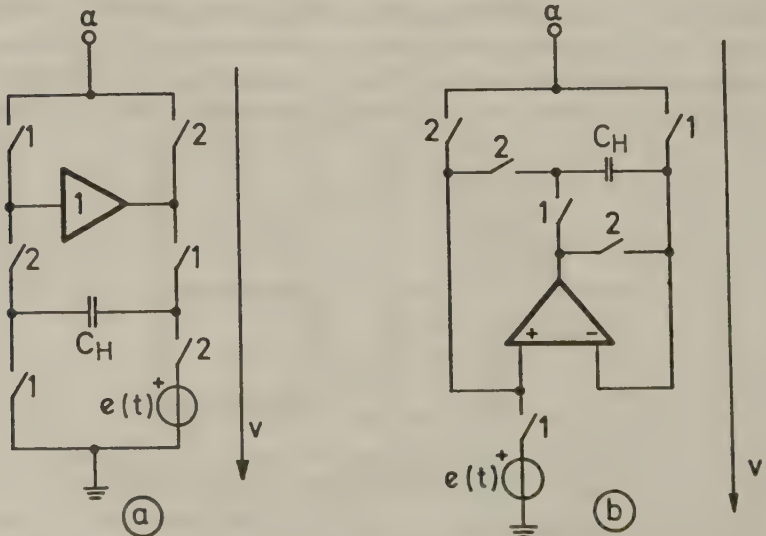


Bild 2.18 Realisierung von geerdeten idealen Spannungsquellen in Verbindung mit Spannungsumkehrschaltern
 (a) nach dem Prinzip der spannungsgesteuerten Spannungsquelle,
 (b) nach dem Prinzip der ladungsgesteuerten Ladungsquelle.

Bild 2.6(a) dargestellten Schaltung. Der Registrierschritt bleibt unverändert, die Spannung v_b wird auf C_H abgespeichert. Während der Umkehrphase ist jedoch jetzt die Klemmenspannung v gegeben durch

$$v = v(t) = e(t) - v_b(t_n) . \quad (2.71)$$

Seien $t_n - T_0$ ($n \in \mathbb{Z}$) wieder die Zeitpunkte, zu denen die Schalter 2 geöffnet werden. Dann erhalten wir aus (2.71)

$$v_a(t_n) = e(t_n - T_0) - v_b(t_n) . \quad (2.72)$$

Durch Vergleich mit (2.70) sehen wir, daß $e_o(t_n) = e(t_n - T_0)/2$ gilt, woraus im eingeschwungenen Zustand

$$E_o = \frac{1}{2} E e^{-pT_0}$$

folgt. Wir erkennen, daß die äquivalente Quelle in dem Referenznetzwerk nur (betragsmäßig) die halbe Urspannung besitzt, was einer Grunddämpfung von 6 dB entspricht. Dieser Umstand dürfte in den meisten Fällen nur von geringer Bedeutung sein. Häufig läßt sich dieser Spannungsverlust durch geeignete Maßnahmen wieder ausgleichen.

Eine weitere Schaltung ist in Bild 2.18(b) angegeben. Diese Realisierung beruht auf ladungsgesteuerten Ladungsquellen; sie kann daher verwendet werden, wenn die übrigen Spannungsumkehrschalter als Nachladeschalter realisiert werden sollen. In der Registrierphase wird die Klemme α (Bild 2.18(b)) nicht wie sonst virtuell geerdet, sondern statt dessen erhält sie ein der Spannungsquelle $e(t)$ entsprechendes Potential. Dies korrespondiert aber mit einem virtuellen Kurzschluß des Nachladeschalters in Bild 2.17. Die dabei fließende Ladung q_o wird wie zuvor auf C_H abgespeichert. Der Nachladeschritt bleibt unverändert, so daß schließlich die in Bild 2.17 dargestellte Anordnung durch die Schaltung nach Bild 2.18(b) exakt nachgebildet wird. Die äquivalente Quelle in dem Referenznetzwerk ist nun gegeben durch $E_o = E e^{-pT_0}$, wobei jetzt $t_n - T_0$ ($n \in \mathbb{Z}$) die Zeitpunkte angeben, zu denen die Schalter 1 geöffnet werden.

2.9 Realisierung von Mehrtorelementen

Bei allen bisher angestellten Überlegungen sind wir davon ausgegangen, daß das Referenznetzwerk außer unabhängigen Quellen nur passive Eintorelemente enthält und daß die Stromimpulse, die innerhalb einer Betriebsperiode durch die SC-Bausteine des zugehörigen VIS-SC-Netzwerks fließen, nur aus *einem* Hauptimpuls bestehen. In der Arbeit von Fettweis [44] ist gezeigt worden, daß eine Kapazität, die von *zwei* Pulsströmen $i_1(t)$ und $i_2(t)$ durchflossen wird, der VIS-SC-Realisierung eines *Leitungselements* (engl. unit element) entspricht. Voraussetzung hierfür ist, daß sich die Impulse von $i_1(t)$ nicht mit denen von $i_2(t)$ überlappen und daß die Impulse jeweils um $T/2$ gegeneinander versetzt sind. Wie bei den übrigen SC-Bausteinen besteht auch hier eine enge Verwandtschaft mit den entsprechenden Resonanztransfer-Schaltungen [6-10].

Für die Herleitung des Zusammenhangs zwischen den betreffenden äquivalenten Spannungen und Strömen werden den Impulsen von $i_1(t)$ und $i_2(t)$ *unterschiedliche* Zeitmomente t_{1n} und t_{2n} zugeordnet, nämlich

$$t_{vn} = t_{v0} + nT, \quad v = 1, 2, \quad n \in \mathbb{Z}, \quad (2.73)$$

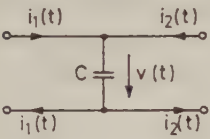
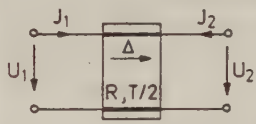
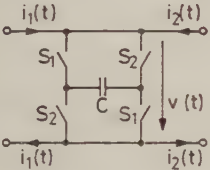
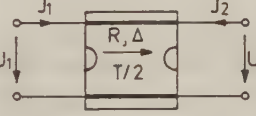
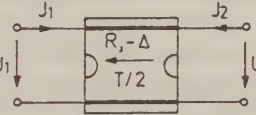
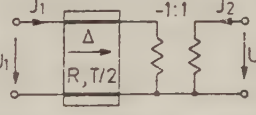
wobei für die Konstanten t_{10} und t_{20} die Beziehung

$$t_{20} - t_{10} = T/2 \quad (2.74)$$

gilt. Im allgemeineren Fall, nämlich für

$$t_{20} - t_{10} = T_{12}, \quad t_{10} + T - t_{20} = T_{21} \neq T_{12} \quad (2.75)$$

entspricht der SC-Baustein der Realisierung eines *quasi-reziproken Leitungselements* (QUARL) [7,8,44]. Die mit den Stromimpulsen transportierten Ladungen werden jetzt mit $q_1 = q_1(t_{1n})$ und $q_2 = q_2(t_{2n})$ bezeichnet. Ferner sind $v_{1b}(t_{1n})$ und $v_{1a}(t_{1n})$ bzw. $v_{2b}(t_{2n})$ und $v_{2a}(t_{2n})$ die Werte der Spannung $v(t)$ über der Kapazität C vor dem Eintreffen und nach dem Abklingen des n -ten Stromimpulses (Hauptimpulses) des Stroms $i_1(t)$ bzw. $i_2(t)$. Entsprechend (2.4) und (2.6) gelten die Beziehungen

SC-Realisierung	Bauelement im ψ -Bereich	Kettenmatrix $K = K_o e^{\Delta}$ $\Delta = (T_{12} - T_{21}) / 2$
		$K_o = \frac{1}{\sqrt{1-\psi^2}} \begin{pmatrix} 1 & \psi R \\ \psi/R & 1 \end{pmatrix}$
 Umpolung von C erfolgt jeweils zwischen einem Impuls von $i_2(t)$ und dem nächsten von $i_1(t)$.		$K_o = \frac{1}{\sqrt{1-\psi^2}} \begin{pmatrix} \psi & R \\ 1/R & \psi \end{pmatrix}$
Umpolung von C erfolgt jeweils zwischen einem Impuls von $i_1(t)$ und dem nächsten von $i_2(t)$.		$K_o = \frac{-1}{\sqrt{1-\psi^2}} \begin{pmatrix} \psi & R \\ 1/R & \psi \end{pmatrix}$
Umpolung von C erfolgt jeweils zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen		$K_o = \frac{-1}{\sqrt{1-\psi^2}} \begin{pmatrix} 1 & \psi R \\ \psi/R & 1 \end{pmatrix}$

Tab. 2.2 Tabelle der Zweitorelemente, ihre SC-Realisierungen und ihre Kettenmatrizen.

$$q_v(t_{vn}) = C (v_{va}(t_{vn}) - v_{vb}(t_{vn})) \quad v = 1, 2, \quad (2.76)$$

$$v_{2b}(t_{2n}) = \sigma_{21} v_{1a}(t_{1n}) \quad , \quad (2.77a)$$

$$v_{1b}(t_{1n}+T) = \sigma_{12} v_{2a}(t_{2n}) \quad , \quad (2.77b)$$

wobei die Konstanten σ_{21} und σ_{12} gleich eins sind. Falls die Kapazität C jeweils unmittelbar nach einem Stromimpuls von $i_1(t)$ (bzw. $i_2(t)$) umgepolt wird, gilt $\sigma_{21} = -1$ (bzw. $\sigma_{12} = -1$). Mit Hilfe der Beziehungen (2.76) und (2.77a,b) und den äquivalenten Spannungen und Strömen (Gleichungen (2.9) und (2.11a)) kann für den eingeschwungenen Zustand und für $\sigma_{21} = \sigma_{12} = 1$ der in der ersten Zeile der Tab. 2.2 gezeigte Zusammenhang hergeleitet werden [44]. Die Größe

$$\Delta = (T_{12} - T_{21})/2 \quad (2.78)$$

heißt *differentielle Verzögerungszeit*. An dieser Stelle sei bemerkt, daß ein quasi-reziprokes Leitungselement in eine Ketten-schaltung eines gewöhnlichen Leitungselements und eines sogenannten *Null-QUARLS* [68] zerlegt werden kann. Letzteres ist ein Zweitor mit der Kettenmatrix

$$\underline{K} = e^{p\Delta} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.79)$$

Wird eine Kapazität von N gegeneinander versetzten Pulsströmen $i_1(t), \dots, i_N(t)$ gespeist (Bild 2.19(a)), so entspricht dies der Realisierung eines N-Tor-Zirkulators, dessen Tore mit quasi-reziproken Leitungselementen kaskadiert sind [7,8,44], wobei die charakteristischen Widerstände des Zirkulators und der Leitungselemente einander gleich sind und durch (2.11b) gegeben sind. Um dies zu zeigen, ordnen wir den Impulsen von $i_1(t), \dots, i_N(t)$ wie in dem vorhergehenden Fall Zeitmomente $t_{1n}, \dots, t_{Nn}$ zu, so daß jetzt (2.73) für $v=1, \dots, N$ gültig ist. Für die Zeitdifferenzen zwischen zwei aufeinanderfolgenden Impulsen schreiben wir jetzt

$$\begin{aligned} T_{v,v+1} &= t_{v+1,0} - t_{v0} \quad , \quad v=1, \dots, N-1 \quad , \\ T_{N1} &= t_{10} + T - t_{N0} \quad . \end{aligned} \quad (2.80)$$

Ferner bezeichnen wir wieder mit $v_{vb}(t_{vn})$ und $v_{va}(t_{vn})$ die Werte der Spannung $v(t)$ über der Kapazität C vor dem Eintreffen und nach dem Abklingen des n-ten Stromimpulses des Stroms $i_v(t)$ ($v=1, \dots, N$). Die Gleichung (2.76) bleibt gültig für $v=1, \dots, N$, während (2.77) durch

$$\begin{aligned} v_{v+1,b}(t_{v+1,n}) &= v_{va}(t_{vn}) \quad , \quad v=1, \dots, N-1 \quad , \\ v_{1b}(t_{1n} + T) &= v_{Na}(t_{Nn}) \end{aligned} \quad (2.81)$$

ersetzt wird. Im eingeschwungenen Zustand gelten weiterhin die Beziehungen (2.15a,b) zwischen den Spannungen V_{vb} , V_{va} und den äquivalenten Spannungen U_v und Strömen J_v . Vergleichen wir (2.15) mit der Definition der *Leistungswellen* an einem Tor v mit dem Torwiderstand R (einfallende Welle: A_v , reflektierte Welle: B_v)

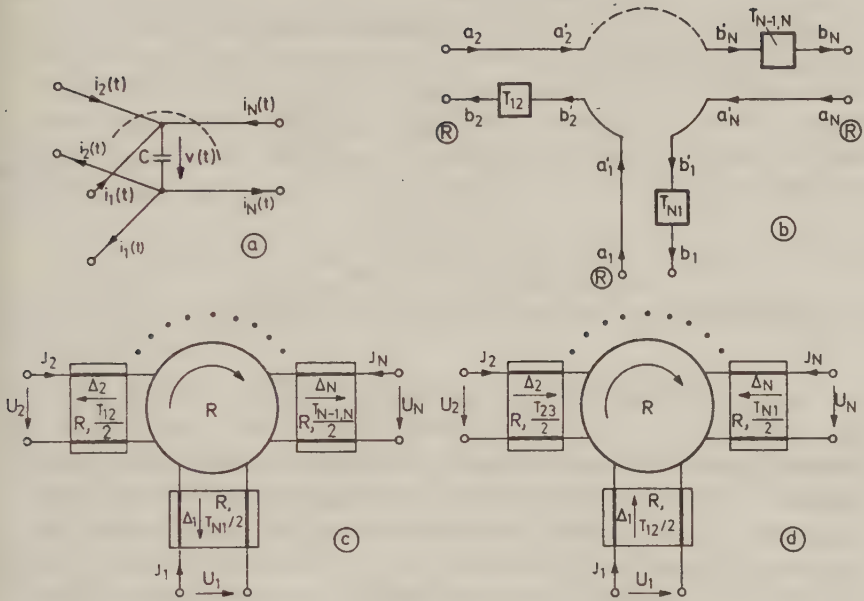


Bild 2.19 (a) Eine Kapazität C , die von N Pulsströmen durchflossen wird, deren Impulse sich gegenseitig nicht überlappen,
 (b) ein zugehöriges Wellenflußdiagramm,
 (c) die zu (b) gehörende Schaltung des resultierenden N -Tors,
 (d) eine zu (c) äquivalente Schaltung.

$$A_v = (U_v + R J_v) / \sqrt{8 R} , \quad (2.82a)$$

$$B_v = (U_v - R J_v) / \sqrt{8 R} , \quad (2.82b)$$

so erkennen wir unmittelbar den Zusammenhang dieser Wellengrößen mit den Spannungen V_{va} und V_{vb} :

$$A_v = V_{va} / \sqrt{8 R} , \quad B_v = V_{vb} / \sqrt{8 R} . \quad (2.83a,b)$$

Aus (2.81) folgt dann

$$B'_{v+1} = A'_v , \quad v = 1, \dots, N-1 , \quad B'_1 = A'_N \quad (2.84)$$

$$\text{mit } B'_v = B_v e^{PT_{v-1,v}} , \quad v = 2, \dots, N , \quad B'_1 = B_1 e^{PT_{N1}} \quad (2.85a)$$

$$\text{und } A'_v = A_v , \quad v = 1, \dots, N . \quad (2.85b)$$

Wir fassen jetzt die Wellengrößen A_v , B_v , A'_v und B'_v ($v = 1, \dots, N$) zu Vektoren $\underline{A}$, $\underline{B}$, $\underline{A}'$ und $\underline{B}'$ zusammen und erhalten aus (2.84) und (2.85a,b) die Beziehungen

$$\underline{B}' = \underline{S}' \underline{A}' \quad \text{mit} \quad \underline{S}' = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (2.86)$$

$$\underline{B} = \text{diag} \left(e^{-pT_{N1}}, e^{-pT_{12}}, \dots, e^{-pT_{N-1,N}} \right) \underline{B}', \quad \underline{A} = \underline{A}' \quad (2.87)$$

In (2.86) stellt $\underline{S}'$ die Streumatrix eines N-Tor-Zirkulators dar, während (2.87) die Verzögerung der Wellen B_v gegenüber B'_v kennzeichnet. Wir erhalten also schließlich das in Bild 2.19(b) dargestellte *Wellenflußdiagramm*. Die Wellengrößen sind hierin durch ihre Momentanwerte charakterisiert. Die Verzögerung der reflektierten Wellen entspricht der Kettenschaltung eines QUARLs mit dem jeweiligen Tor des Zirkulators, so daß wir jetzt eine zugehörige äquivalente Schaltung angeben können (Bild 2.19(c)). In diesem Fall sind die *differentiellen* Verzögerungszeiten Δ_v gleich den *mittleren* Verzögerungszeiten $T_{v-1,v}/2$ der quasi-reziproken Leitungselemente, d.h. es gilt

$$\Delta_v = T_{v-1,v}/2, \quad v = 2, \dots, N, \quad \Delta_1 = T_{N1}/2. \quad (2.88)$$

Betrachten wir nun noch einmal das Wellenflußdiagramm in Bild 2.19(b). Wir erkennen, daß wir den Verzögerer T_{12} auch verschieben können, so daß die Welle A'_1 gegenüber A_1 um T_{12} verzögert ist. Entsprechendes gilt für die übrigen Verzögerungen, Gl. (2.87) muß dann durch

$$\underline{B} = \underline{B}', \quad \underline{A} = \text{diag} \left(e^{pT_{12}}, \dots, e^{pT_{N-1,N}}, e^{pT_{N1}} \right) \underline{A}'$$

ersetzt werden. Aus diesen Beziehungen folgt mit (2.86) die in Bild 2.19(d) dargestellte Schaltung des Referenznetzwerks. Statt (2.88) gilt jedoch nun

$$\Delta_v = T_{v,v+1}/2, \quad v = 1, \dots, N-1, \quad \Delta_N = T_{N1}/2.$$

Es sei bemerkt, daß die Schaltungen nach Bild 2.19(c) und (d) bezüglich der N Tore völlig äquivalent sind.

Als nächstes soll gezeigt werden, daß eine zu Bild 2.19(c) und (d) äquivalente Schaltung existiert, bei der ein Tor (z.B. Tor 1) des N-Tor-Zirkulators mit einem QUARL und die übrigen Tore jeweils mit einem Null-QUARL in Kette geschaltet sind [68]. Hierzu teilen wir die Verzögerungen des Wellenflußdiagramms so auf, daß für die Wellen A_v , B_v , A'_v und B'_v ($v=2, \dots, N$) die Gleichungen

$$B_v = e^{p\Delta_v} B'_v \quad \text{und} \quad A_v = e^{p\Delta_v} A'_v \quad \text{für } v=2, \dots, N \quad (2.89)$$

gelten. Wir müssen nun zeigen, daß unter dieser Voraussetzung die Beziehungen

$$B_1 = e^{p(\Delta_1 - T/2)} B'_1 \quad \text{und} \quad A_1 = e^{p(\Delta_1 + T/2)} A'_1 \quad (2.90)$$

gültig sind. Das aus (2.86) und diesen Zusammenhängen resultierende Wellenflußdiagramm ist in Bild 2.20(a) gezeigt. Da dieses

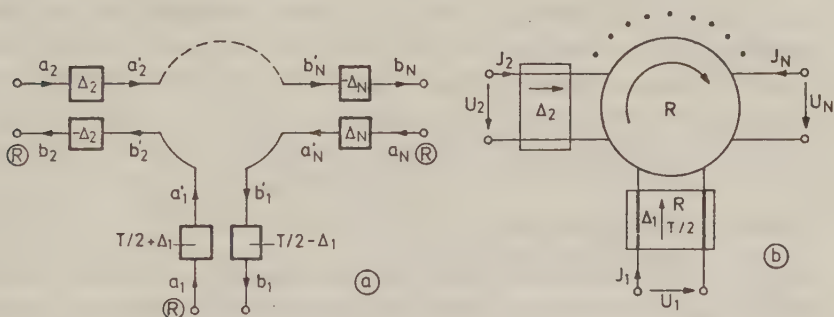


Bild 2.20 (a) Ein zu Bild 2.19(b) äquivalentes Wellenflußdiagramm der SC-Schaltung nach Bild 2.19(a),

(b) eine zugehörige äquivalente Schaltung für $\Delta_N = 0$.

Diagramm zu dem in Bild 2.19(b) dargestellten äquivalent ist, müssen für die differentiellen Verzögerungszeiten Δ_1 bis Δ_N folgende Bedingungen erfüllt sein:

$$\begin{aligned} T/2 + \Delta_1 - \Delta_2 &= T_{12} \quad , \quad T/2 + \Delta_N - \Delta_1 = T_{N1} \quad , \\ \Delta_v - \Delta_{v+1} &= T_{v,v+1} \quad , \quad v=2, \dots, N-1 \quad . \end{aligned} \quad (2.91)$$

Diese N Gleichungen mit den N Unbekannten Δ_1 bis Δ_N stellen ein lineares Gleichungssystem vom Rang N-1 dar. Daher kann eine der Unbekannten beliebig gewählt werden, z.B. $\Delta_N = 0$. In diesem Fall erhalten wir aus (2.91) die folgenden Gleichungen:

$$\left. \begin{aligned} \Delta_1 &= T/2 - T_{N1} \\ \Delta_2 &= T/2 - T_{12} + \Delta_1 = T - T_{N1} - T_{12} \\ \Delta_v &= -T_{v-1,v} + \Delta_{v-1} = T - T_{N1} - \sum_{\kappa=1}^{v-1} T_{\kappa,\kappa+1} \quad , \\ &\quad v = 3, \dots, N \quad . \end{aligned} \right\} \quad (2.92)$$

Wir sehen, daß die letzte Gleichung in (2.92) für $v = N$ mit $\Delta_N = 0$ kompatibel ist, da aus (2.80)

$$\sum_{\kappa=1}^{N-1} T_{\kappa,\kappa+1} + T_{N1} = T$$

folgt. Aus dem Wellenflußdiagramm in Bild 2.20(a) erhalten wir dann für $\Delta_N = 0$ die in Bild 2.20(b) dargestellte Schaltung des äquivalenten N-Tors.

Wird die Kapazität C jeweils in der Zwischenzeit nach dem Abklingen eines Impulses des Stroms $i_k(t)$ und vor dem Beginn des darauf folgenden Impulses von $i_{k+1}(t)$ mit Hilfe eines Umpolschalters umgepolt (Bild 2.21(a)), so gilt

$$v_{k+1,b}(t_{k+1,n}) = -v_{ka}(t_{kn}) \quad ,$$

$$\text{woraus} \quad B_{k+1} = -B'_{k+1} e^{-pT_{k,k+1}} \quad \text{oder} \quad A_k = -A'_k \quad (2.93a,b)$$

folgt. In dem zugehörigen Wellenflußdiagramm muß dann an entsprechender Stelle ein Vorzeicheninvertierer (Multiplizierer mit dem Koeffizienten -1) eingefügt werden (Bild 2.21(b) und (c)). Wir erhalten somit eine zusätzliche Kettenschaltung eines Gyrtors mit dem entsprechenden QUARL [68] (Bild 2.21(d) und (e)), wobei die differentiellen Verzögerungszeiten Δ_k durch (2.88) gegeben sind. Wird die Kapazität C nach dem Abklingen eines Impulses des Stroms $i_{k+1}(t)$ und vor dem Beginn des darauf folgenden Impulses von $i_{k+2}(t)$ noch einmal umgepolt, so gilt zusätzlich zu (2.93a)

$$A_{k+1} = -A'_{k+1} \quad , \quad (2.94)$$

d.h., in dem Wellenflußdiagramm nach Bild 2.21(b) muß ein weiterer Vorzeicheninvertierer an der mit einem Pfeil gekennzeichneten Stelle eingefügt werden. Das bedeutet für die Ersatzschaltung nach Bild 2.21(d), daß der Gyrtor durch einen idealen Übertra-

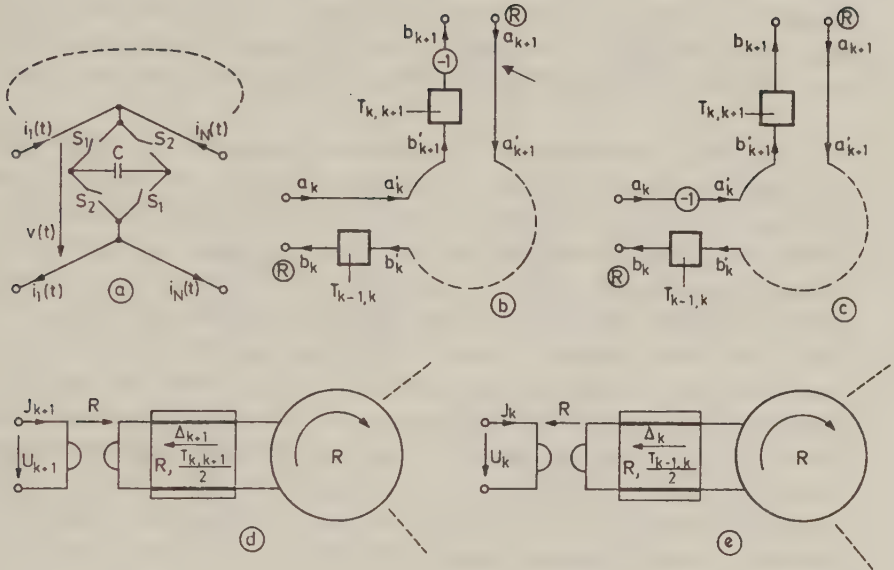


Bild 2.21 (a) Eine Kapazität C , die von den Pulsströmen $i_1(t), \dots, i_N(t)$ durchflossen wird und die jeweils nach dem 1 Abklingen eines Impulses von $i_k(t)$ und vor dem Beginn des folgenden Impulses von $i_{k+1}(t)$ umgepolt wird,
 (b) und (c) zwei zugehörige äquivalente Wellenflußdiagramme,
 (d) und (e) die zu (b) und (c) gehörenden Schaltungen.

ger mit dem Übersetzungsverhältnis $-1 : 1$ ersetzt wird [44]. Es ist noch zu bemerken, daß die Kettenschaltung mit einem Gyrtor bzw. mit einem idealen Übertrager auch an entsprechender Stelle in der äquivalenten Schaltung nach Bild 2.20(b) erfolgen kann.

Aus den vorhergehenden Überlegungen erkennen wir, daß die SC-Schaltung in Bild 2.21(a) für $N=2$ die Realisierung eines QUARLs in Kettenschaltung mit einem Gyrtor (*Gyro-QUARL*) bzw. mit einem idealen Übertrager $-1 : 1$ darstellt [44]. Letzteres ist gültig, wenn die Kapazität sowohl in der Zeit zwischen dem Abklingen eines Impulses von $i_1(t)$ und dem Beginn des nächstfolgenden Impulses von $i_2(t)$ als auch in der Zeit zwischen dem Abklingen eines Impulses von $i_2(t)$ und dem Beginn des nächsten Impulses von $i_1(t)$ umgepolt wird ($\sigma_{21} = \sigma_{12} = -1$ in (2.77a,b)). Eine

Zusammenstellung der resultierenden Schaltungen ist in Tab. 2.2 enthalten, wobei für das Gyro-QUARL das in [68] eingeführte Symbol verwendet wird. In diesem Symbol kennzeichnet der Pfeil sowohl die Gyrationenrichtung als auch die Orientierung des QUARLs.

Bei der Herleitung der Ersatzschaltungen für Zweitoren- und Mehrstufen-SC-Bausteine haben wir stets vorausgesetzt, daß die Torbedingungen für alle Tore erfüllt sind. Damit dies in einer SC-Schaltung auch sichergestellt ist, kann zu jedem Tor ein Schalterpaar hinzugefügt werden. Die beiden zu einem Tor v gehörenden Schalter müssen dann während der Dauer der Stromimpulse $i_v(t)$ (ggf. auch noch darüber hinaus, vgl. Unterabschnitt 2.4.2) geschlossen sein, während die übrigen Schalter offen bleiben. Eine entsprechende Schalteranordnung ist für ein Leitungselement in Bild 2.22(a) angegeben. Durch diese Schalter wird außerdem noch eine galvanische Trennung* der Tore untereinander erreicht, d.h., in den Ersatzschaltungen wären dann an $N-1$ Toren noch ideale Trennübertrager (Übersetzungsverhältnis 1 : 1) hinzuzufügen. Wir wollen jedoch voraussetzen, daß immer dann, wenn die Leitungselement- und QUARL-Symbole zur Darstellung einer Schaltung verwendet werden, für die entsprechenden Zweitoren die Torbedingungen erfüllt sind. Darüber hinaus wollen wir annehmen, daß bei Verwendung dieser Symbole in der Schaltung eine galvanische Trennung zwischen den beiden Toren besteht.

Ist eine galvanische Trennung nicht erforderlich, so kann jeweils ein Schalter entfallen (Bild 2.22(b)). Dies ist z.B. immer dann der Fall, wenn das entsprechende Element im Referenznetzwerk geerdet ist. Wir wollen dann für ein solches Leitungselement das in Bild 2.22(c) dargestellte Symbol verwenden. Für ein nichtgeerdetes Leitungselement erhalten wir unter Verwendung dieses Symbols die in Bild 2.22(d) angegebene Ersatzschaltung. Ähnliche Symbole werden im weiteren Verlauf dieser Arbeit auch für QUARLs und Gyro-QUARLs verwendet, wenn jeweils eine Klemme des einen Tors direkt mit der zugehörigen Klemme des anderen Tors verbunden ist.

* Da die Schalter mit Hilfe von Feldeffekttransistoren realisiert werden, ist eine "echte" galvanische Trennung nicht möglich.

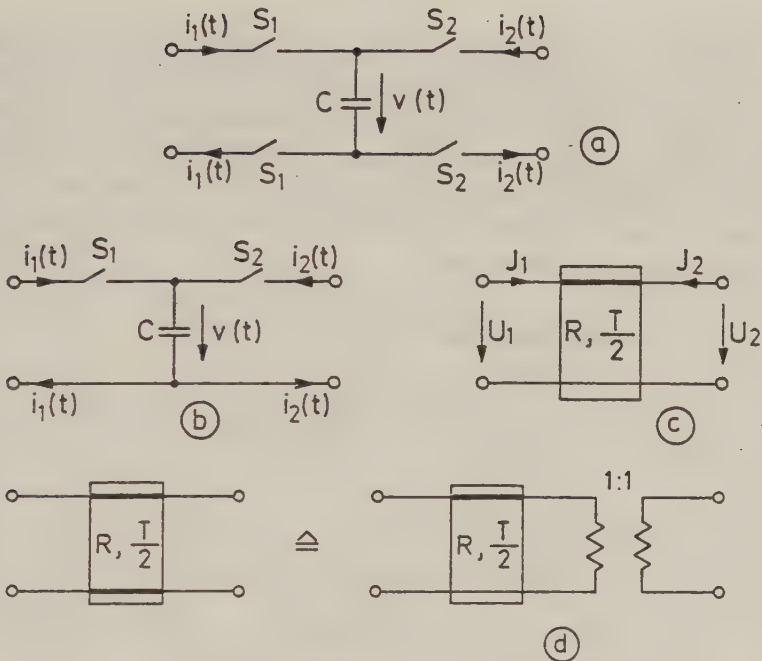


Bild 2.22 (a) Erfüllung der Torbedingung bei der SC-Realisierung eines Leitungselements durch Hinzufügen zweier Schalterpaare S_1 und S_2 ,

(b) Einsparung zweier Schalter, falls sichergestellt ist, daß die Torbedingungen erfüllt bleiben,

(c) das zu (b) gehörende modifizierte Schaltsymbol eines Leitungselements,

(d) Ersatzschaltung für ein nichtgeerdetes Leitungselement unter Verwendung des Schaltsymbols nach (c).

2.10 SC-Realisierung von Schaltungen mit Leitungselementen und Zirkulatoren

In diesem Abschnitt wollen wir nun untersuchen, welche Besonderheiten bei der Realisierung von Schaltungen mit den zuvor vorgestellten Mehrtorelementen zu beachten sind. Wir betrachten also ein Referenznetzwerk N_{Ref} , das diese Elemente enthält, und wollen dabei voraussetzen, daß die Mehrtorelemente auch als solche in dem Referenznetzwerk eingesetzt sind.* Kapazitäten und Induktivitäten, die z.B. auch mit Hilfe von Leitungselementen nachgebildet werden können, wollen wir weiterhin als Eintorelemente

* Um Verwechslungen mit der Zahl der Tore bei Mehrtorelementen zu vermeiden, wird in diesem Abschnitt das Referenzfilter mit N_{Ref} bezeichnet.

betrachten. In dem zugehörigen Netzwerkgraph G wollen wir jedem Tor eines N -Torelements einen Zweig zuordnen. Sind die N Tore voneinander galvanisch getrennt, so besitzen die N Zweige keinen gemeinsamen Knoten. Ist eine Klemme eines Tors mit den entsprechenden Klemmen der übrigen Tore verbunden, so besitzen die Zweige genau einen gemeinsamen Knoten. Ein Beispiel hierzu ist für $N = 2$ in Bild 2.23 angegeben.

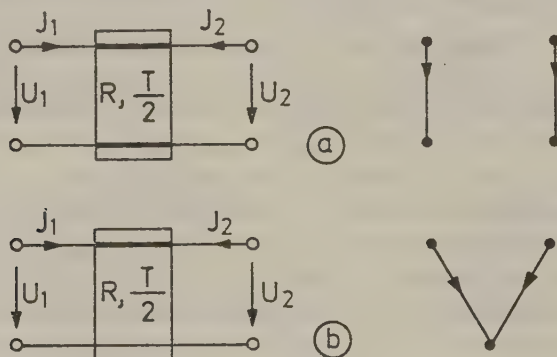


Bild 2.23 Leitungselemente mit (a) und ohne (b) galvanische Trennung und die zugehörigen Netzwerkgraphen.

Bei den nun folgenden Betrachtungen beschränken wir uns auf Netzwerke, die außer Eintorelementen nur *Leitungselemente* und *Gyroelemente* (Gyro-QUARL mit der differentiellen Verzögerungszeit $\Delta = 0$) enthalten. Wir wollen nun das VIS-SC-Netzwerk N_{VSC} in Teilnetzwerke aufteilen. Wir haben im letzten Abschnitt vorausgesetzt, daß sich die Impulse der einzelnen Torströme eines Zweitor-SC-Bausteins nicht überlappen dürfen. Das kann dadurch erreicht werden, daß der Spannungsumkehrvorgang in *einem* Teil des SC-Netzwerks erst dann beginnt, wenn die Umkehrung in einem *anderen* Teil abgeschlossen ist. Daraus ergibt sich, daß die Spannungsumkehr in dem SC-Netzwerk in zwei disjunkten Zeitintervallen erfolgt. In jedem dieser Intervalle verbleiben einige SC-Eintore stromlos, während die Zweitorbausteine in *beiden* Zeitintervallen durchflossen werden. Wir wollen nun das VIS-SC-Netzwerk N_{VSC} in Teilnetzwerke N'_{VSC} , N''_{VSC} und N'''_{VSC} aufteilen. Hierbei soll N'_{VSC} bzw. N''_{VSC} alle SC-Bausteine enthalten, die nur in dem

ersten bzw. nur in dem zweiten Zeitintervall von Impulsströmen durchflossen werden, während N_{SC}''' alle SC-Bausteine enthält, die in beiden Zeitintervallen von Impulsströmen gespeist werden (Bild 2.24) *. Die Netzwerke N_{VSC}' und N_{VSC}'' sind nur über die Zweitorelemente und über einen stromlosen Verbindungszweig miteinander verbunden. Dieser entspricht i.a. dem gemeinsamen Masseanschluß.

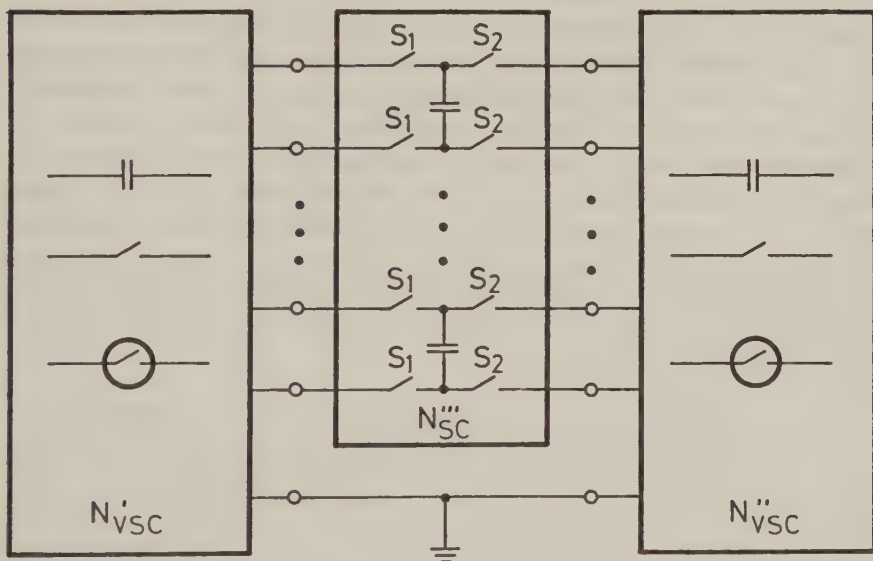


Bild 2.24 Aufteilung eines VIS-SC-Netzwerks mit "SC-Leitungselementen" in Teilnetzwerke.

Wir sehen, daß jedes SC-Zweitore eine Verbindung zwischen den Teilnetzwerken N_{VSC}' und N_{VSC}'' darstellt. Es existiert also insbesondere kein SC-Leitungselement, das zwei Tore des gleichen Teilnetzwerks miteinander verbindet. Daraus folgt, daß in einer Schleife des Referenznetzwerks nur eine *geradzahlige* Anzahl an Leitungselementen vorhanden sein darf. Leitungselement-Netzwerke, die diese Bedingung erfüllen, werden als *normal* bezeichnet [96]. Für Netzwerke mit quasireziproken Leitungselementen und Zirkulatoren läßt sich eine verallgemeinerte Realisierbarkeitsbedingung angeben [54].

* SC-Bausteine, die gar nicht von Impulsströmen durchflossen werden, sind bedeutungslos und können aus dem Netzwerk N_{VSC} entfernt werden.

Es seien nun G' und G'' die Netzwerkgraphen der Teilnetzwerke N'_{VSC} und N''_{VSC} einschließlich der Teilgraphen der angrenzenden Zweitorelemente, d.h., G' und G'' sind disjunkte Netzwerkgraphen mit $G' \cup G'' = G$. Ferner seien m'_B und m''_B die Anzahlen der Glieder* [84] von G' und G'' . Dann kann das VIS-SC-Netzwerk diesen Gliedern entsprechend in $m_B = m'_B + m''_B$ einzelne *Netzwerkblöcke* $N_{VSC\beta}$ ($\beta = 1, \dots, m_B$) aufgeteilt werden. Es sei an dieser Stelle zu bemerken, daß die Kondensatoren, mit denen die Zweitorelemente realisiert werden, auch jeweils zwei verschiedenen Netzwerkblöcken zuzuordnen sind. Die Spannungsumkehrvorgänge in diesen Netzwerkblöcken können nun unabhängig voneinander betrachtet werden (vgl. Unterabschnitt 2.4.1), so daß alle bisher getroffenen Aussagen über VIS-SC-Netzwerke mit Eintorelementen auf die Netzwerkblöcke übertragen werden können. Hinsichtlich der Elimination redundanter Spannungsumkehrschalter (vgl. Abschnitt 2.7) gilt jetzt, daß in einem Netzwerkblock jede Schleife, die einen Zweitor- oder Mehrtorbaustein enthält, über Spannungsumkehrschalter geschlossen werden muß.

Die vorhergehenden Überlegungen können ohne weiteres auf Netzwerke mit quasireziproken Leitungselementen und Zirkulatoren erweitert werden. Die Aufteilung in Teilnetzwerke N'_{VSC} bis $N^{(N)}_{VSC}$ erfolgt dann entsprechend den N unterschiedlichen Zeitintervallen für die Spannungsumkehr, und das Teilnetzwerk $N^{(N+1)}_{SC}$ enthält alle Zweitor- und Zweitorelemente. Die einzelnen Netzwerkblöcke werden dann in der gleichen Weise gewonnen wie zuvor. Der Einfachheit halber wollen wir auch weiterhin nur Netzwerke mit Leitungselementen (und Gyroelementen) betrachten, die Ergebnisse lassen sich auf den allgemeineren Fall $N > 2$ übertragen.

Wir haben soeben gesehen, daß die Spannungsumkehrschalter in N'_{VSC} und N''_{VSC} in disjunkten Zeitintervallen arbeiten. Es liegt daher nahe, die gleichen Umkehrschalter sowohl für N'_{VSC} als auch für N''_{VSC} zu verwenden. Die Umschaltung kann ebenfalls wie bei der Realisierung der Leitungselemente mit Hilfe zweier Schalterpaare S_1 und S_2 erfolgen. Bei geordneten Spannungsumkehrschaltern ist jeweils nur ein Schalter erforderlich. Besonders einfach wird die Mehrfachausnutzung bei denjenigen Spannungsumkehrschaltern, die

* Zur Definition der Glieder siehe Unterabschnitt 2.4.1.

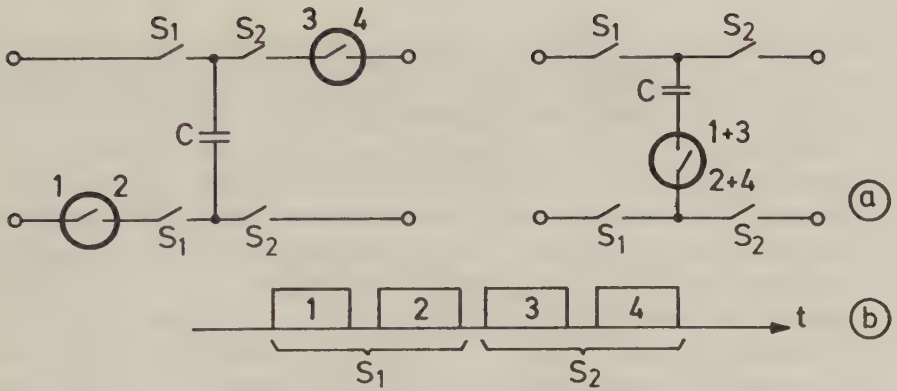


Bild 2.25 (a) Zur Mehrfachausnutzung von Spannungsumkehrschaltern bei Leitungselement-Netzwerken,

(b) Taktdiagramm für die Schalter.

in Serie mit den Toren eines Zweitordbausteins liegen [44] (Bild 2.25(a)). In diesem Fall sind keine zusätzlichen Schalter erforderlich. Die Schalter S_1 bzw. S_2 müssen in den Schaltphasen 1 und 2 bzw. 3 und 4 geschlossen sein (Bild 2.25(b)). Die Anzahl der erforderlichen Schaltschritte innerhalb einer Betriebsperiode des SC-Netzwerks ändert sich durch diese Mehrfachausnutzung der Spannungsumkehrschalter nicht. Da bei der Nachbildung von Netzwerken mit Leitungselementen zwei Spannungsumkehrvorgänge in disjunkten Zeitintervallen durchgeführt werden müssen, sind bei Verwendung der bisher vorgestellten Spannungsumkehrschalter mindestens vier Schaltschritte pro Betriebsperiode erforderlich. Enthält das Netzwerk Zirkulatoren mit N Toren, so ist die minimale Anzahl gegeben durch $2N$.

Bei Netzwerken mit Leitungselementen und Gyroelementen wird die Numerierung der Netzwerkböcke zweckmäßig so durchgeführt, daß die Böcke mit ungeraden Nummern dem Teilnetzwerk N'_{VSC} und diejenigen mit geraden Nummern dem Teilnetzwerk N''_{VSC} zugeordnet sind. In diesem Fall können wir sagen, daß in der ersten Hälfte der Betriebsperiode die Spannungsumkehr in den *ungeraden* und in der zweiten Hälfte in den *geraden* Netzwerkböcken erfolgt.

Die Mehrfachausnutzung der Spannungsumkehrschalter und die

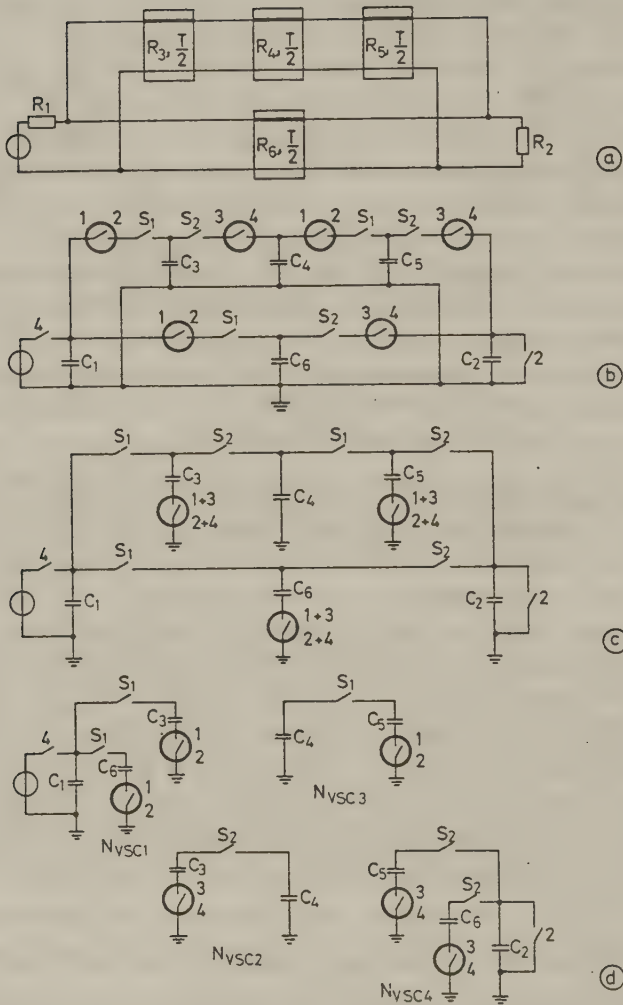


Bild 2.26 (a) Ein Netzwerk mit einer Ikeno-Schleife,
 (b) SC-Realisierung mit schwebenden Spannungsumkehrschaltern,
 (c) SC-Realisierung mit mehrfach ausgenutzten geerdeten Spannungsumkehrschaltern,
 (d) Aufteilung des SC-Netzwerks in Netzwerkböcke.

Aufteilung des SC-Netzwerks in Blöcke sollen nun am Beispiel der SC-Realisierung einer Ikeno-Schleife [21,96] verdeutlicht werden. Ein Netzwerk, das eine solche Schleife aus Leitungselementen enthält, ist in Bild 2.26(a) dargestellt. Bild 2.26(b) zeigt eine zugehörige SC-Realisierung mit sechs schwebenden Spannungsumkehrschaltern [8]. Jeweils zwei Umkehrschalter können wir zusammenfassen, und da alle Leitungselemente geerdet sind erhalten wir schließlich ein SC-Netzwerk mit drei geerdeten Spannungsumkehrschaltern (Bild 2.26(c)). Die Schaltung können wir dann in die vier Netzwerkblöcke N_{VSC1} bis N_{VSC4} (Bild 2.26(d)) aufteilen, für die wir die Umkehrvorgänge jeweils einzeln und unabhängig voneinander analysieren können. Die Schalter in diesen SC-Netzwerken werden entsprechend dem Taktdiagramm nach Bild 2.25(b) gesteuert.

2.11 Zusammenhang zwischen VIS-SC-Netzwerken und Wellendigitalnetzwerken

Aufgrund der Beziehungen (2.15a,b) [43] besteht ein enger Zusammenhang zwischen SC-Netzwerken mit Spannungsumkehrschaltern und Wellendigitalnetzwerken [55]. Von einem ähnlichen Zusammenhang haben wir bereits im vorletzten Abschnitt für die Herleitung von Wellenflußdiagrammen Gebrauch gemacht. Vergleichen wir (2.15a,b) mit den Gleichungen (25a-c) aus [55], so erkennen wir, daß die Spannung V_a über einem SC-Baustein der *einfallenden* und V_b der *reflektierten Spannungswelle* entspricht. Aus den Beziehungen $v_b(t_n) = v_a(t_n - T)$, $v_b(t_n) = -v_a(t_n - T)$ und $v_b(t_n) = e(t_n - T_0) = e_0(t_n)$ für die Eintorelemente Kapazität, Induktivität und Spannungsquelle mit Innenwiderstand folgen sofort die zugehörigen Wellenflußdiagramme (Bild 2.27).

Auf der anderen Seite wollen wir nun zeigen, daß die *Parallel-* und *Serienadaptores* der Wellendigitalfilter [55] durch geeignete Zusammenschaltungen von SC-Bausteinen und Spannungsumkehrschaltern nachgebildet werden können. Für die Adaptores gilt der umgekehrte Zusammenhang zwischen den Spannungen v_b und v_a und den Wellengrößen; nämlich v_b entspricht jetzt - bezogen auf den Adaptor - der einfallenden und v_a der reflektierten Welle.

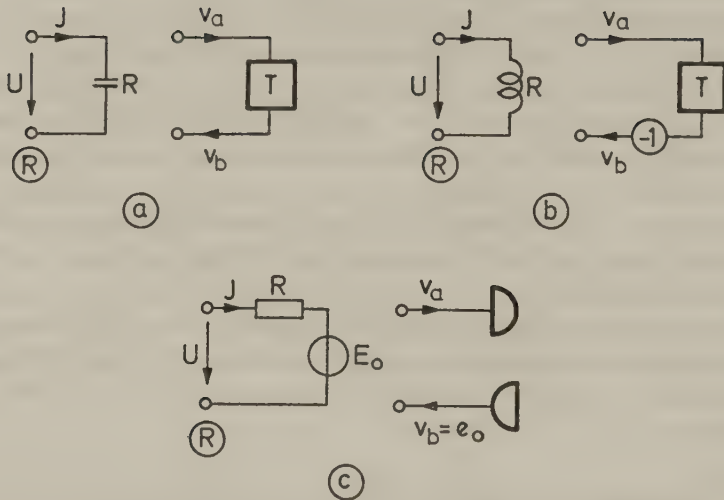


Bild 2.27 Einige Eintorelemente und ihre zugehörigen Wellenflußdiagramme:

- (a) Kapazität,
- (b) Induktivität,
- (c) Quelle mit Innenwiderstand.

Dieser Zusammenhang steht im Einklang mit den physikalischen Gegebenheiten des Spannungsumkehrvorgangs, denn v_a (reflektierte Welle) steht gegenüber v_b (einfallende Welle) erst zu einem späteren Zeitpunkt zur Verfügung.

Die Gleichungen für den m-Tor-Paralleladaptor (Bild 2.28(a)) lauten [55]:

$$v_{ka} = 2v_o - v_{kb} \quad , \quad v_o = \sum_{\mu=1}^m \beta_{\mu} v_{\mu b} \quad , \quad k=1, \dots, m \quad , \quad (2.95a, b)$$

wobei sich die Konstanten β_{μ} nur um den Faktor 1/2 von denen in [55] angegebenen unterscheiden. Es gilt hier

$$\beta_k = G_k / \sum_{\mu=1}^m G_{\mu} \quad , \quad G_k = 1/R_k \quad , \quad k=1, \dots, m \quad . \quad (2.96a, b)$$

Die Größe G_k stellt den Torleitwert des Tors k dar. Eine Schaltung zur Erfüllung der Gleichungen (2.95a, b) ist in Bild 2.28(b) ange-

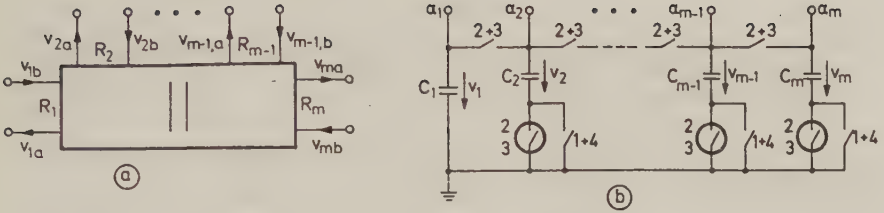


Bild 2.28 Ein m-Tor-Paralleladaptor (a) und seine SC-Realisierung mit Spannungsumkehrschaltern (b).

geben [59]. Zwischen den Kapazitätswerten C_k und den Torwiderständen R_k besteht weiterhin die Beziehung (2.11b), so daß wir die Leitwerte G_k in (2.96a) durch Kapazitätswerte C_k ersetzen können:

$$\beta_k = C_k / \sum_{\mu=1}^m C_{\mu} \quad , \quad k = 1, \dots, m \quad . \quad (2.97)$$

Für die Schaltersteuerung kann das in Bild 2.25(b) dargestellte Taktdiagramm verwendet werden. Im ersten Schaltschritt werden die Spannungen v_{1b} bis v_{mb} von außen über die Klemmen α_1 bis α_m eingeprägt. Während der nächsten beiden Schaltphasen 2 und 3 erfolgt die Spannungsumkehr, und in der letzten Phase 4 können die Spannungen v_{1a} bis v_{ma} an den Klemmen α_1 bis α_m abgegriffen werden. Nehmen wir nun an, daß die Spannungsumkehrschalter als Nachladeschalter implementiert sind. Dann gilt für die gemeinsame Spannung v'_O über allen Kondensatoren C_1 bis C_m am Ende der Registrierphase (Schaltschritt 2)

$$v'_O = q_{ges} / C_{ges} \quad \text{mit} \quad q_{ges} = \sum_{\mu=1}^m C_{\mu} v_{\mu b} \quad \text{und} \quad C_{ges} = \sum_{\mu=1}^m C_{\mu} \quad .$$

Ein Vergleich mit (2.95b) zeigt mit Hilfe von (2.97), daß $v'_O = v_O$ ist. Die Ladungen q_{kO} , die in der Registrierphase durch die Kondensatoren C_k fließen, sind gegeben durch

$$q_{kO} = C_k (v_O - v_{kb}) \quad . \quad (2.98)$$

Da die gleichen Ladungen in der Nachladephase fließen, erhalten wir schließlich mit $v_{ka} = v_O + q_{kO} / C_k$ die in (2.95a) angegebene Beziehung.

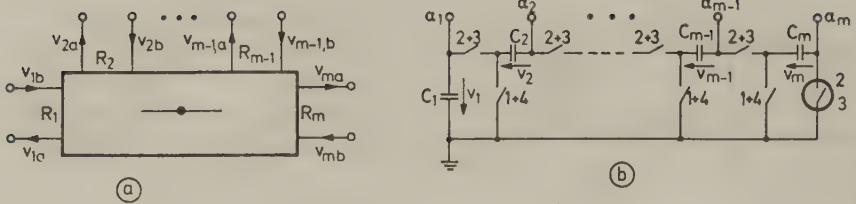


Bild 2.29 Ein m-Tor-Serienadapter (a) und seine SC-Realisierung mit einem Spannungsumkehrschalter.

Die Gleichungen für den m-Tor-Serienadapter (Bild 2.29(a)) lauten [55]:

$$v_{ka} = v_{kb} - 2 \gamma_k v_O, \quad v_O = \sum_{\mu=1}^m v_{\mu b}, \quad (2.99a,b)$$

$$\text{mit} \quad \gamma_k = R_k / \sum_{\mu=1}^m R_{\mu}, \quad k = 1, \dots, m. \quad (2.100)$$

Auch hier unterscheiden sich die Koeffizienten γ_k um den Faktor 1/2 von denen in [55] angegebenen. Wir wollen nun zeigen, daß die Gleichungen (2.99a,b) für die in Bild 2.29(b) dargestellte Serienschaltung der Kondensatoren C_1 bis C_m erfüllt sind. Die Schaltersteuerung erfolgt ebenfalls nach dem Vierphasentaktschema in Bild 2.25(b). In den einzelnen Taktphasen werden die gleichen Schaltoperationen durchgeführt wie zuvor. Wir wollen jetzt annehmen, daß der Spannungsumkehrschalter in der Schaltung nach Bild 2.29(b) als Spannungsfolger-VIS realisiert ist. Dann wird in der Schaltphase 2 die Spannung

$$v_{Vb} = \sum_{\mu=1}^m v_{\mu b} = v_O$$

registriert. In der Umladephase fließt durch alle Kondensatoren die Ladung

$$q = C_{\text{ges}} (v_{Va} - v_{Vb}) = -2 C_{\text{ges}} v_{Vb},$$

wobei C_{ges} die Gesamtkapazität der Reihenschaltung ist:

$$C_{\text{ges}} = 1 / \sum_{\mu=1}^m (1/C_{\mu}).$$

Daraus folgt, daß die Spannung über einem Kondensator C_k am Ende der Umladephase gegeben ist durch

$$v_{ka} = v_{kb} + q/C_k = v_{kb} - \frac{2 C_{ges}}{C_k} v_0 ,$$

so daß mit (2.100) und (2.11b) die Beziehungen (2.99a,b) erfüllt sind.

Wir werden jedoch im Kapitel 4 sehen, daß im Hinblick auf parasitäre Kapazitäten nur die Realisierung des Paralleladaptors von Bedeutung ist. Durch geeignete Maßnahmen lassen sich nämlich die Einflüsse der Bodenparasitäten der Kondensatoren C_2 bis C_m in der Schaltung nach Bild 2.28(b) vollständig eliminieren bzw. um die Leerlaufverstärkungsfaktoren der Operationsverstärker in den Spannungsumkehrschaltern reduzieren. Zum Schluß soll darauf hingewiesen werden, daß diese Schaltung bei idealen Spannungsumkehrschaltern unabhängig von den Kapazitätswerten der Kondensatoren *energieneutral* bleibt, eine Eigenschaft, die einige andere SC-Realisierungen von Paralleladaptoren [57,58] nicht besitzen.

2.12 Ergänzende Bemerkungen zur Nachbildung aktiver Referenznetzwerke

Bisher wurde in allen Veröffentlichungen über VIS-SC-Netzwerke nur die Nachbildung passiver Netzwerke behandelt. Jedoch ist die Theorie keineswegs auf diesen Fall beschränkt, es lassen sich nämlich auch z.B. RC-aktive Netzwerke mit den jeweiligen SC-Bausteinen entsprechend der Topologie des Referenznetzwerks realisieren. Hinsichtlich der Anordnung der Spannungsumkehrschalter gilt das gleiche wie bei der Realisierung passiver Schaltungen: Man kann zunächst davon ausgehen, daß jede Schleife der SC-Nachbildung des RC-aktiven Netzwerks nur über einen Spannungsumkehrschalter geschlossen werden darf. Sicherlich werden sich auch für diese Netzwerke bei gewissen Schleifen Möglichkeiten zur Einsparung von Spannungsumkehrschaltern ergeben. Insbesondere wird man häufig in der SC-Schaltung diejenigen Operationsverstärker, die den Verstärkern in dem RC-aktiven Netzwerk entsprechen, auch für die Realisierung der Spannungsumkehrschalter verwenden können. Da jedoch vielfach für RC-aktive Filter nicht die gleichen günstigen Empfindlichkeitseigenschaften bestehen wie für verlustfreie Zweitore zwischen resistiven Abschlüssen, wollen wir hier auf eine Untersuchung der Realisierungsmöglichkeiten für aktive VIS-SC-Netzwerke verzichten.

3. Einflüsse nichtidealer Komponenten in VIS-SC-Netzwerken

3.1 Vorbemerkungen

In diesem Kapitel wollen wir kurz auf die nichtidealen Eigenschaften der für die integrierte Realisierung benötigten Bauelemente (Schalter, Kondensatoren und Operationsverstärker) eingehen. Wir werden sehen, daß aufgrund parasitärer Effekte bei vielen Strukturen mehr oder weniger starke Abweichungen vom gewünschten Verhalten bestehen. Ferner sind einige VIS-SC-Netzwerke durch parasitäre Effekte sogar funktionsunfähig, und zwar selbst dann, wenn die entsprechenden Einflüsse so klein wie möglich gehalten werden.

Im Abschnitt 3.3 soll der Einfluß parasitärer Kapazitäten experimentell und numerisch am Beispiel des in Bild 2.10(b) dargestellten SC-Tiefpasses dritten Grades demonstriert werden, und im Abschnitt 3.4 werden wir schließlich notwendige Bedingungen für die *Funktionsfähigkeit* der VIS-SC-Netzwerke herleiten.

3.2 MOS-Komponenten für integrierte SC-Netzwerke

3.2.1 Schalter

Als Schalter werden MOS-Feldeffekttransistoren mit einer Kanallänge von $2 \dots 10 \mu\text{m}$ verwendet. Bild 3.1 zeigt den Schnitt eines solchen n-Kanal-Transistors [97]. Bei einer hinreichend

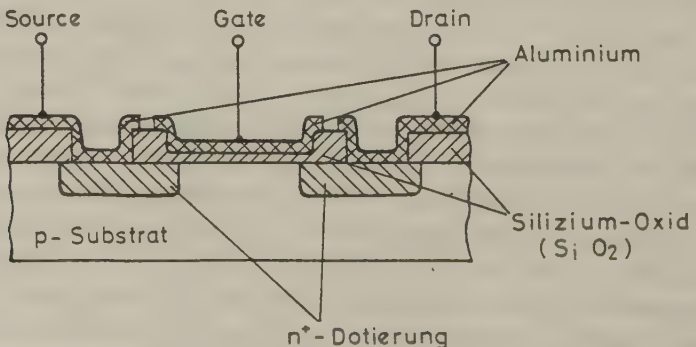


Bild 3.1 Schnitt durch einen n-Kanal - MOS - Feldeffekttransistor

hohen Spannung zwischen der Gate- und der Source-Elektrode bildet sich zwischen Source und Drain ein leitfähiger Kanal. Für ein Verhältnis der Kanalbreite zur Kanallänge (W/L-Verhältnis) von 1:1 ergibt sich für den geschlossenen Schalter ein Durchlaßwiderstand von etwa $5\text{ k}\Omega$ [24]. Breitere Transistoren haben einen entsprechend geringeren Durchlaßwiderstand. Dieser Widerstand beeinflußt den zeitlichen Ablauf eines Ladungsausgleichs oder eines Umladungsvorgangs. Streng genommen sind diese Vorgänge aufgrund eines exponentiellen Verlaufs erst nach unendlich langer Zeit abgeschlossen. Falls die Schaltintervalle jedoch hinreichend lang sind, werden diese Umladungsfehler vernachlässigbar klein. Je nach Anwendung genügt es, die Schaltintervalle so groß zu wählen, daß die Fehler etwa $0,01\% \dots 0,1\%$ betragen. Im Hinblick auf eine hohe Taktfrequenz wäre es allerdings wichtig, den Einfluß eines unvollständigen Ladungsausgleichs zu analysieren. Solch eine Analyse gibt Aufschluß darüber, welche Schalttransistoren gegebenenfalls mit einem größeren W/L-Verhältnis zu dimensionieren sind, damit die Schaltung bei einer gegebenen Taktfrequenz noch zufriedenstellend arbeitet. Im Rahmen dieser Arbeit soll jedoch eine derartige Analyse nicht durchgeführt werden.

Befindet sich der Schalttransistor im gesperrten Zustand, so ist der Restwiderstand zwischen Drain und Source außerordentlich hoch (mehrere hundert Megaohm). Der Einfluß ist daher so gering, daß auf eine Analyse verzichtet werden kann. Lediglich bei sehr niedrigen Taktfrequenzen kann sich dieser Einfluß störend bemerkbar machen.

Wie wir dem Bild 3.1 entnehmen können, bestehen zwischen den hochdotierten n^+ -Gebieten von Drain und Source und dem p-Substrat zwei in *Sperrrichtung* vorgespannte pn-Übergänge, da das Substrat i.a. mit der negativen Versorgungsspannung verbunden ist. Es existieren also jeweils zwischen der Drain- und der Source-Elektrode und dem Substrat stark nichtlineare parasitäre Sperrschichtkapazitäten C_{DB} und C_{SB} . Ferner bestehen nichtlineare parasitäre Kapazitäten C_{GD} und C_{GS} zwischen Drain

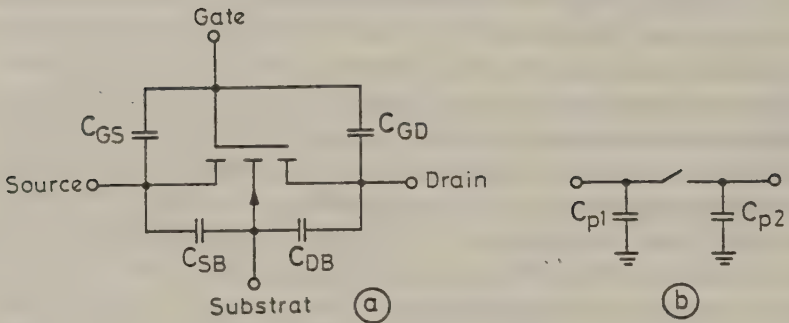


Bild 3.2 (a) Schaltbild eines n-Kanal-MOS-Transistors vom Anreicherungstyp einschließlich parasitärer Kapazitäten,
 (b) Signalersatzschaltbild eines MOS-Schalters unter Berücksichtigung parasitärer Kapazitäten.

und Gate und zwischen Source und Gate. Ein Ersatzschaltbild, das diese parasitären Kapazitäten enthält, ist in Bild 3.2(a) angegeben [97]. Signalmäßig liegt sowohl das Substrat als auch die Gate-Elektrode auf Null-Potential, so daß die Kapazitäten C_{GD} und C_{DB} sowie C_{GS} und C_{SB} für die Analyse der Einflüsse parasitärer Kapazitäten auf das Übertragungsverhalten zusammengefaßt werden können. Wir erhalten dann das in Bild 3.2(b) gezeigte Ersatzschaltbild eines Schalters mit den parasitären Kapazitäten C_{p1} und C_{p2} . Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wollen wir für die Analyse des Übertragungsverhaltens vereinfachend annehmen, daß diese parasitären Kapazitäten linear sind. Die Kapazitätswerte von C_{p1} und C_{p2} liegen in der Größenordnung 0,02 ... 0,1 pF je nach Breite des Schalttransistors.

Außer einer Beeinflussung des Übertragungsverhaltens bewirken die nichtlinearen Kapazitäten C_{GS} und C_{GD} weitere parasitäre Effekte. Wird der Transistor vom gesperrten Zustand in den leitenden geschaltet, so erfolgt über C_{GS} und C_{GD} eine *Ladungseinstreuung* Δq_b in das Netzwerk, in dem sich der Schalter befindet. In der umgekehrten Schaltrichtung erfolgt über C_{GS} eine Einstreuung $-\Delta q_a'$ in denjenigen Teil des SC-Netzwerks, mit dem die Source-Elektrode verbunden ist, und über C_{GD} eine Einstreuung

$-\Delta q_a''$ in den übrigen Teil des Netzwerks. Da aufgrund der Nicht-linearität i.a. $\Delta q_b \neq \Delta q_a' + \Delta q_a''$ ist, verbleibt ein Nettoladungsüberschuß Δq . Bei einigen Netzwerkstrukturen kann es zu einer Akkumulation dieser parasitären Ladung kommen, so daß die SC-Schaltung selbst dann funktionsunfähig wird, wenn der Nettoladungsüberschuß durch Kompensationsmaßnahmen [98] verringert wird. Im Hinblick auf derartige parasitäre Effekte wollen wir im Abschnitt 3.4 *notwendige Funktionsfähigkeitsbedingungen* für VIS-SC-Netzwerke herleiten.

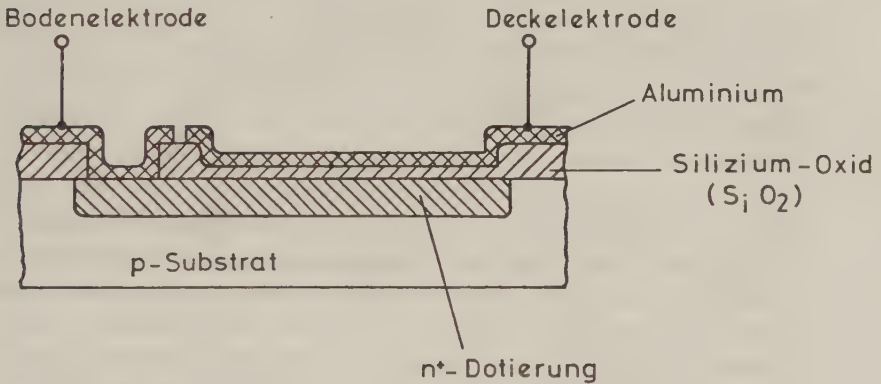


Bild 3.3 Schnitt durch einen MOS - Kondensator.

3.2.2 Kondensatoren

Bild 3.3 zeigt den Schnitt durch einen MOS-Kondensator [97]. Die untere Elektrode (*Grund- oder Bodenelektrode*) besteht aus einer stark dotierten Siliziumschicht auf dem p-Substrat, die obere (*Deckelektrode*) aus einer Aluminiumschicht. Als Isolierung dient eine dünne Schicht aus Silizium-Oxid (SiO_2). Auch hier besteht zwischen der n⁺-Schicht und dem Substrat ein in Sperrichtung vorgespannter pn-Übergang und somit auch eine spannungsabhängige Sperrschichtkapazität. Das Verhältnis dieser parasitären Kapazität (*Bodenparasität*) zum Kapazitätswert des realisierten Kondensators beträgt etwa 5...30%. Aufgrund dieser hohen Werte ist es erforderlich, SC-Filter-Strukturen zu finden, bei denen die Einflüsse der Bodenparasitäten eliminiert oder zumindest stark reduziert sind, so daß auch die Auswirkungen des nichtlinearen Verhaltens entsprechend reduziert werden.

Zwischen der Deckelektrode und dem Substrat besteht aufgrund der Randeffekte und der Verdrahtung ebenfalls eine parasitäre Kapazität, die wir als *Deckparasität* bezeichnen wollen. Diese beträgt etwa 0,1 ... 1% der Kondensatorkapazität; sie ist damit wesentlich kleiner als die Bodenparasität. Da in vielen Fällen die Elektroden der Kondensatoren mit Schaltern verbunden werden, bietet es sich an, alle parasitären Kapazitäten, die an die jeweilige Elektrode angreifen, mit der Deckparasität bzw. Bodenparasität zusammenzufassen; diese wollen wir dann mit C_D bzw. C_B bezeichnen. Es gilt dann das in Bild 3.4(a) angegebene Ersatzschaltbild eines MOS-Kondensators. Im zugehörigen Schaltsymbol für die Darstellung von SC-Schaltungen wollen wir die Deckelektrode dünn, die Bodenelektrode dick einzeichnen (Bild 3.4(b)).

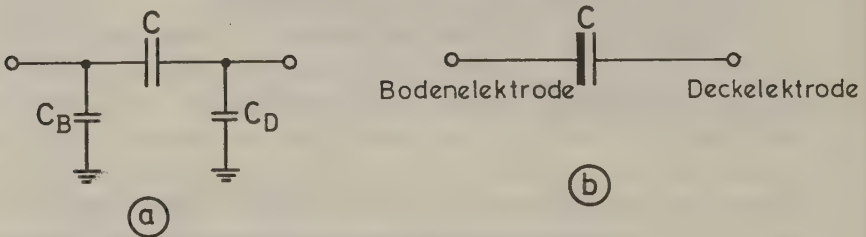


Bild 3.4 (a) Ersatzschaltung eines MOS - Kondensators,
(b) Schaltsymbol zur Kennzeichnung der Boden- und Deckelektrode.

Der Kapazitätswert eines Kondensators hängt einerseits von der Fläche der Elektroden, andererseits von der Schichtdicke des Silizium-Oxids ab. Während die Flächen über die Maskenabmessungen sehr genau einzuhalten sind, kann eine gewünschte Oxiddicke nur sehr grob eingestellt werden. Das bedeutet, daß die absoluten Kapazitätswerte zwar sehr ungenau sind, aber daß sich Kapazitätsverhältnisse mit hoher Präzision herstellen lassen. Gewisse Toleranzen verbleiben aufgrund von Ätzfehlern und Maskenverschiebungen bei der Chip-Herstellung sowie durch Oxiddickenschwankungen auf dem Chip. Die erzielbaren Genauigkeiten der Kapazitätsverhältnisse liegen in der Größenordnung von 0,1% bis 1% [24].

3.2.3 Operationsverstärker

Für die Realisierung der Spannungsumkehrschalter werden entweder Spannungsfolger oder Operationsverstärker benötigt (siehe Abschnitt 2.4). Da die Verstärkung der Spannungsfolger möglichst genau gleich eins sein soll, werden diese meistens ebenfalls mit Hilfe von geeignet beschalteten Operationsverstärkern realisiert.

Die nichtidealen Eigenschaften der Operationsverstärker lassen sich in verschiedene Klassen einteilen. Zur Klasse 1 wollen wir die endliche Leerlaufverstärkung, das endliche Verstärkungs-Bandbreite-Produkt und die unvollkommene Gleichtaktunterdrückung, sowie die endliche Eingangsimpedanz und die von null verschiedene Ausgangsimpedanz zählen. Hierdurch entstehen Abweichungen vom gewünschten Übertragungsverhalten des zu realisierenden SC-Netzwerks, jedoch keine nichtlinearen Verzerrungen. Die Offset-Spannungen und -Ströme, das Eigenrauschen des Verstärkers und die unvollkommene Unterdrückung der Einflüsse von Betriebsspannungsschwankungen wollen den nichtidealen Eigenschaften der Klasse 2 zuordnen. Diese bewirken vom Eingangssignal unabhängige Ausgangssignale des SC-Netzwerks. Ähnlich wie bei den Schaltern können auch durch die Offset-Größen bei einigen Strukturen Akkumulationen auftreten, so daß diese Netzwerke aufgrund nichtidealer Einflüsse funktionsunfähig werden. Die noch verbleibenden nichtidealen Eigenschaften fassen wir in einer Klasse 3 zusammen; durch die spannungsabhängigen Verstärkungsfaktoren und durch eine begrenzte Ausgangsspannungsänderungsgeschwindigkeit (slew rate) entstehen - ggf. in Verbindung mit nichtlinearen Eingangs- und Ausgangsimpedanzen - nichtlineare Verzerrungen.

Im Rahmen dieser Arbeit wollen wir uns darauf beschränken, nur die Auswirkungen der endlichen Leerlaufverstärkung und des Gleichspannungs-Offsets zu untersuchen. Ein Gleichstrom-Offset tritt praktisch wegen der extrem hohen Eingangswiderstände nicht auf. Die zur Zeit erzielbaren Leerlaufverstärkungsfaktoren von MOS-Operationsverstärkern liegen in der Größenordnung

von 1000 bis 3000 bei einem Verstärkungs-Bandbreite-Produkt von $1 \dots 10$ MHz. Durch die Entwicklung schnellerer Operationsverstärker wird es in der Zukunft möglich sein, SC-Filter mit Taktfrequenzen bis hin in den 10 MHz-Bereich zu betreiben.

Neben den gewöhnlichen statischen MOS-Operationsverstärkern (konstante Verstärkung) sind insbesondere für die Realisierung von Nachladeschaltern die sogenannten *dynamischen Verstärker* (auch geschaltete Verstärker) mit periodisch zeitvarianter Verstärkung attraktiv [99,100]. In der ersten, *aktiven* Schaltphase wird die Stromquelle für den Eingangsdifferenzverstärker über einen Speisekondensator C_{Sp} "eingeschaltet", so wie es in Bild 3.5 angedeutet ist (Schalter 1 geschlossen). Die Verstär-

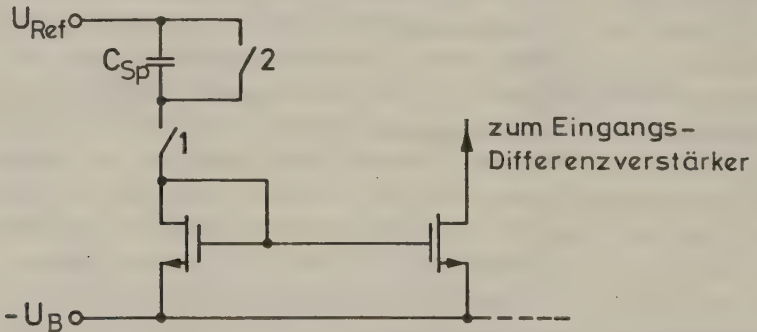


Bild 3.5 Geschaltete Stromquelle für die Eingangsdifferenzstufe eines dynamischen Verstärkers.

kung ändert sich von relativ geringen Verstärkungsfaktoren zum Beginn der aktiven Phase auf sehr hohe Werte zum Ende der aktiven Phase. In der zweiten, *passiven* Schaltphase (Schalter 2 geschlossen) wird der Speisekondensator entladen, die Stromquelle ist "ausgeschaltet", so daß sich der Verstärker im Ruhezustand befindet. Bei Verwendung von zwei Speisekondensatoren können aktive Phasen unmittelbar aufeinander folgen [100]. Die dynamischen Verstärker zeichnen sich darüber hinaus durch einen außerordentlich niedrigen Leistungsverbrauch aus [101]. Zudem ist diese Leistung in erster Näherung proportional zur Taktfrequenz.

Die besondere Eignung der dynamischen Verstärker für die Realisierung von Nachladeschaltern ist folgendermaßen begründet. Zwischen der Registrierphase und der Nachladephase (vgl. Bild 2.6(b) und (c), Schutzintervall zwischen Phase 1 und 2) wird der Gegenkopplungspfad der Operationsverstärker aufgetrennt. Bei statischen Operationsverstärkern führt dies aufgrund der Offset-Spannung zu einem "Hochlaufen" des Verstärkerausgangs. Zu Beginn des nächsten Schaltschritts wird der Verstärker wieder gegengekoppelt, jedoch kann der Fall eintreten, daß aufgrund der endlichen Ausgangsspannungsänderungsgeschwindigkeit und anderen nichtlinearen Effekten ungewünschte Ladungen fließen, die das Verhalten des Netzwerks stören. Solches ist bei dynamischen Verstärkern ausgeschlossen, da diese nach Beendigung des Ladungstransfers ausgeschaltet sind.

3.3 Einfluß parasitärer Kapazitäten

In diesem Abschnitt soll am Beispiel des SC-Tiefpaßfilters nach Bild 2.10(b) demonstriert werden, daß parasitäre Kapazitäten, so wie sie in einer integrierten Version auftreten, unakzeptable Beeinflussungen des Übertragungsverhaltens verursachen können. Wir wollen hierzu für die Rechnersimulation [102] folgende Annahmen treffen: Die Bodenparasitäten betragen 10% des zugehörigen Kondensators; die Deckparasitäten setzen sich nur aus den parasitären Kapazitäten der Schalter zusammen (vgl. Bild 3.2). Die Größe dieser parasitären Kapazitäten wollen wir mit $C_{p1} = C_{p2} = 0,03 \text{ pF}$ festlegen. Die Eingangskapazitäten der Operationsverstärker sollen $0,1 \text{ pF}$ und der Kapazitätswert der Normierungskapazität C_0 (vgl. Unterabschnitt 2.5.2) soll 10 pF betragen. Die den Induktivitäten im Referenznetzwerk entsprechenden Kondensatoren C_3 , C_4 und C_6 (siehe Bild 2.10(b)) werden jeweils in zwei gleichgroße Teilkondensatoren aufgeteilt und so parallelgeschaltet, daß jeweils die Deckelektroden mit den Bodenelektroden verbunden werden [103] (Bild 3.6). Hierdurch wird

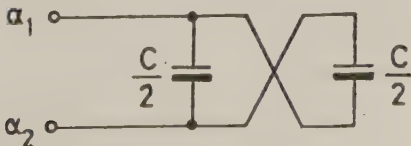


Bild 3.6

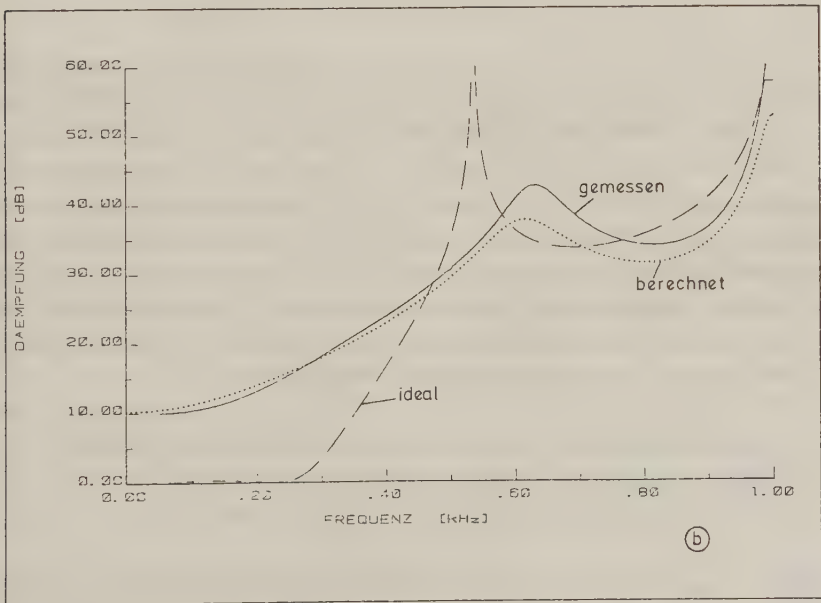
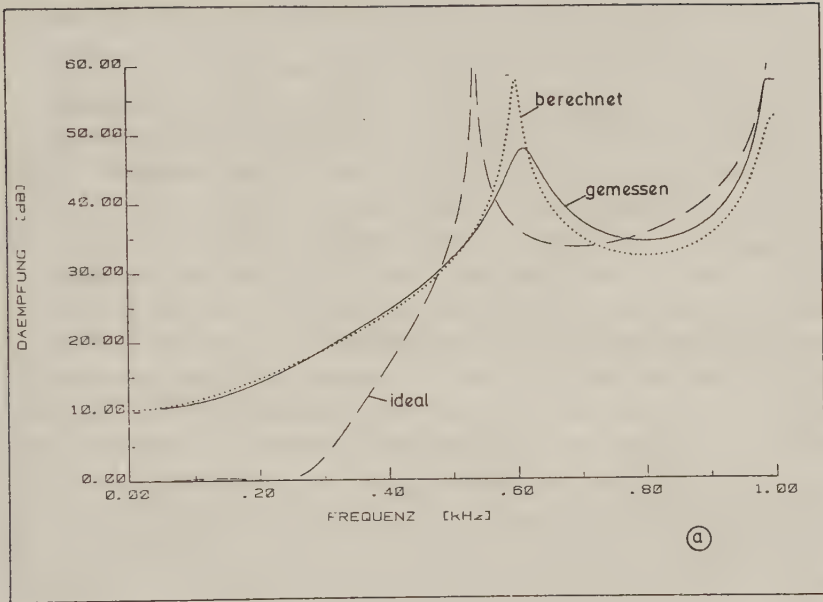
Aufteilung einer Kapazität C in zwei Teilkondensatoren für die Realisierung von Induktivitäten.

erreicht, daß die parasitären Kapazitäten von beiden Klemmen α_1 und α_2 nach Masse gleich sind, wodurch die Generation von Spiegelfrequenzen unterdrückt wird. Eine vollständige Spiegelfrequenzunterdrückung ist allerdings erst bei exakter Gleichheit der jeweils zusammengehörenden parasitären Kapazitäten gegeben. Dies kann jedoch in der Praxis niemals erreicht werden, so daß eine endliche Spiegelfrequenzdämpfung bestehen bleibt.

Die Kapazitätswerte der soeben angegebenen Parasitäten wurden auf die für den Brettaufbau verwendeten Normierungskapazität $C_0 = 33 \text{ nF}$ umgerechnet, und entsprechende "parasitäre Kondensatoren" wurden unter Einbeziehung der schon vorhandenen parasitären Schalterkapazitäten in die Schaltung eingebaut. Die simulierten (gepunktete Linien) und die gemessenen (durchgezogene Linien) Dämpfungsverläufe sind in Bild 3.7(a,b) gezeigt, und zwar sowohl bei Verwendung von Spannungsfolger-Umkehrschaltern (Bild 3.7(a)) als auch bei Verwendung von Nachladeschaltern (Bild 3.7(b)). Zum Vergleich ist in beiden Diagrammen der ideale Verlauf gestrichelt miteingezeichnet. Das Beispiel zeigt, daß selbst bei Filtern geringen Grades solche Schaltungsstrukturen durch parasitäre Kapazitäten völlig unbrauchbar werden. Selbst eine Reduzierung der Bodenparasitäten auf 1% mit Hilfe von Kompensationsschaltungen [104] liefert keine befriedigende Verbesserung.

Im nächsten Abschnitt wollen wir untersuchen, welche Strukturen aufgrund der parasitären Ladungseinstreuung und des Gleichspannungs-Offsets der Operationsverstärker noch realisierbar sind.

Bild 3.7 Simulierte und gemessene Dämpfungsverläufe des SC-Tiefpasses 3. Ordnung nach Bild 2.10(b) mit parasitären Kapazitäten bei Verwendung von
(a) Spannungsfolger-Umkehrschaltern,
(b) Nachladeschaltern.



3.4. Bedingungen für die Funktionsfähigkeit von VIS-SC-Netzwerken

3.4.1 Einteilung der Schalter in Kategorien

Wir wollen nun die Auswirkungen der Ladungseinstreuung bei Schaltern und der Offset-Spannungen bei Operationsverstärkern untersuchen. Hierzu treffen wir folgende Vereinbarungen: Schalter, die innerhalb einer Betriebsperiode mehr als einmal betätigt (geöffnet und geschlossen) werden, wollen wir in eine Parallelschaltung von mehreren Schaltern aufteilen, so daß jeder einzelne Schalter nur *einmal* betätigt wird. Ferner teilen wir die Schalter in Kategorien ein. Zur Kategorie I gehören alle Schalter, die zur Realisierung von Spannungsumkehrschaltern benötigt werden. Der Kategorie II wollen wir alle übrigen Schalter zuordnen, die innerhalb jeder Betriebsperiode einmal betätigt werden. Schließlich gehören zur Kategorie III alle Schalter, die nur in jeder zweiten Betriebsperiode betätigt werden. Das sind diejenigen Schalter, die für die Umpolung von Kondensatoren benötigt werden. Wir wollen nun die Ladungseinstreuungen der unterschiedlichen Schalterkategorien einzeln untersuchen.

3.4.2 Ladungseinstreuung bei Schaltern der Kategorie I und Gleichspannungs-Offset der Operationsverstärker

Als erstes betrachten wir ein SC-Netzwerk mit geerdeten Spannungs-Umkehrschaltern. In Bild 3.8 ist ein solcher Spannungsfolger-VIS gesondert herausgezeichnet. Wir erkennen, daß die Ladungseinstreuungen der Schalter S_3 bis S_6 nur die auf C_H abgespeicherte Spannung und den Spannungswert v_{Va} beeinflussen, während diejenigen der Schalter S_1 und S_2 zusätzlich auch Ladungsflüsse in dem übrigen SC-Netzwerk hervorrufen.

Sei die Relation zwischen Eingangsspannung $v_E(t)$ und Ausgangsspannung des Spannungsfolgers gegeben durch

$$v_A(t) = v_E(t) + V_O, \quad (3.1)$$

wobei V_O die Offset-Gleichspannung des Verstärkers ist. Die Spannung, die in der Registrierphase auf C_H abgespeichert wird, er-

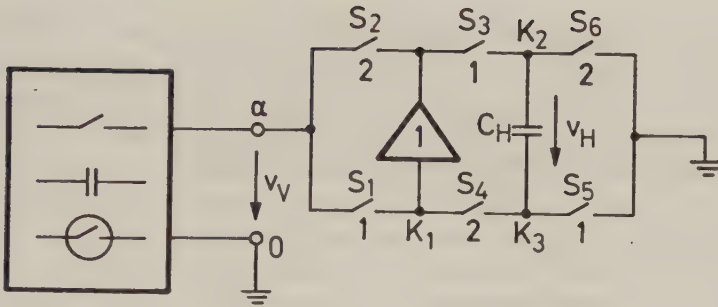


Bild 3.8 Ein VIS-SC-Netzwerk mit Spannungsfolger-Umkehrschaltern.

gibt sich dann zu

$$v_H(t_n) = v_{Vb}(t_n) + v_O + \Delta v_1 . \quad (3.2)$$

Hierbei ist Δv_1 die Spannungsänderung von v_H , die aufgrund der Ladungseinstreuung bei dem Schließen von S_1 und S_3 erfolgt. Für die Ausgangsspannung des Verstärkers am Ende der Umkehrphase erhalten wir

$$v_{Va}(t_n) = -v_H(t_n) + v_O + \Delta v_2 , \quad (3.3)$$

wobei Δv_2 eine Spannungsänderung ist, die sich aufgrund des Öffnens von S_3 und S_5 sowie des Schließens von S_2 und S_4 ergibt. Hierzu ist noch folgendes zu bemerken. Die Knoten K_1 bis K_3 in den Spannungsumkehrschaltern "schweben", wenn alle Schalter in den Schutzintervallen geöffnet sind, d.h., es existiert dann kein Pfad nach Masse. Das Anbringen einer idealen Ladungsquelle an solche Knoten hätte zur Folge, daß die Knotenspannungen unendlich groß würden. Dies kann in der Praxis selbstverständlich nicht auftreten, da erstens die ideale Ladungsquelle nur ein Modell ist, das in solchen Fällen nicht mehr gültig ist und zweitens parasitäre Kapazitäten ein solches "Hochlaufen" der Spannungen begrenzen würden. Wir wollen jedoch hier für unsere Untersuchungen solche Effekte außer acht lassen und annehmen, daß die Schalter unmittelbar nacheinander betätigt werden.

Setzen wir (3.2) in (3.3) ein, so erkennen wir, daß sich der Einfluß der Offset-Spannung herauskürzt und

$$v_{Va}(t_n) = -v_{Vb}(t_n) + \Delta V_2 - \Delta V_1 \quad (3.4)$$

übrigbleibt. Wir vergleichen dies mit (2.70) (Abschnitt 2.8) und sehen, daß die Ladungseinstreuungen im Referenznetzwerk einer Gleichspannungsquelle mit der Ursprungung

$$E_0 = (\Delta V_2 - \Delta V_1)/2 \quad (3.5)$$

entspricht (Bild 3.9).

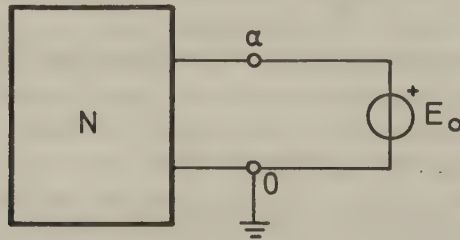


Bild 3.9 Im Referenznetzwerk wird die Ladungseinstreuung bei einem geerdeten Spannungsumkehrschalter durch eine ideale Gleichspannungsquelle berücksichtigt.

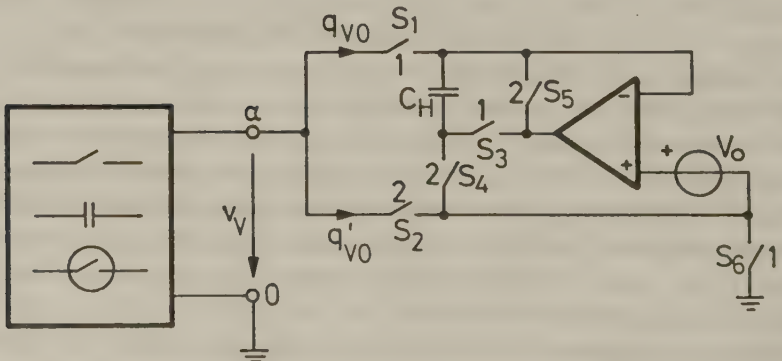


Bild 3.10 Ein VIS-SC-Netzwerk mit Nachladeschaltern.

Nun betrachten wir ein SC-Netzwerk mit geerdeten Nachladeschaltern (Bild 3.10). Wir wollen die Offset-Spannung des Operationsverstärkers durch eine Gleichspannungsquelle in Serie zum nichtinvertierenden Eingang berücksichtigen. Dies entspricht der Realisierung eines Nachladeschalters in Serienschaltung mit einer idealen Gleichspannungsquelle (vgl. auch Bild 2.18(b), Abschnitt 2.8). Ferner nehmen wir an, daß sich noch eine Restladung q_R auf dem Hilfskondensator C_H befindet. Während des Registrierschritts wird die Klemme α virtuell auf das Potential der Spannungsquelle V_O gelegt. Hierdurch fließt eine Ladung q_{VO} , die zu q_R auf C_H addiert wird. Weiterhin erfolgt noch eine Ladungseinstreuung ΔQ_1 aufgrund des Schließens von Schalter S_1 , so daß die Gesamtladung auf C_H am Ende der Registrierphase gegeben ist durch

$$q_H(t_n) = q_{VO}(t_n) + \Delta Q_1 + q_R(t_{n-1}), \quad n \in \mathbb{Z}. \quad (3.6)$$

In der Nachladephase wird C_H entladen, jedoch verbleibt eine Restladung

$$q_R(t_n) = C_H V_O, \quad n \in \mathbb{Z}, \quad (3.7)$$

auf diesem Kondensator. Die Ladung, die jetzt über die Klemme aus dem Netzwerk fließt, ergibt sich zu

$$q'_{VO}(t_n) = q_H(t_n) - q_R(t_n) + \Delta Q_2, \quad (3.8)$$

wobei ΔQ_2 sich aus den Ladungen zusammensetzt, die bei dem Öffnen von S_1 und S_3 sowie bei dem Schließen von S_2 und S_4 eingestreut werden. Für die Gesamtladung $q_V = q_{VO} + q'_{VO}$ erhalten wir dann mit (3.6) - (3.8)

$$q_V(t_n) = 2q_{VO}(t_n) + \Delta Q_1 + \Delta Q_2. \quad (3.9)$$

Wir wollen nun untersuchen, welchen zusätzlichen Einfluß die Ladungen ΔQ_1 und ΔQ_2 auf das SC-Netzwerk ausüben. Nehmen wir an, daß derjenige Nachladeschalter, der in Bild 3.10 gesondert eingezeichnet ist, der einzige nichtideale in dem SC-Netzwerk ist. Es sei dies der k -te Nachladeschalter. Mit Hilfe von (2.23)

(Unterabschnitt 2.4.2) erhalten wir für die Klemmenspannungen der Nachladeschalter nach dem Nachladeschritt

$$\underline{v}_{Va} = \underline{v}_{Vb} - \underline{C}^{-1} \underline{q}_V \quad (3.10)$$

Hierbei sind allerdings v_{Vka} und v_{Vkb} die jeweiligen Spannungen zwischen der Klemme k und der idealen Spannungsquelle v_O (vgl. Bild 2.17, Abschnitt 2.8). Unter Berücksichtigung aller Ladungsflüsse $q_{V\mu}$ ($\mu = 1, \dots, m_V$) erhalten wir mit (3.9) eine (2.26) entsprechende Gleichung:

$$\underline{q}_V = 2 \underline{q}_{VO} + \underline{K} (\Delta Q_1 + \Delta Q_2) \quad (3.11)$$

Hierbei ist der Spaltenvektor gegeben $\underline{K}$ gegeben durch

$$\begin{array}{c} \text{k-te Stelle} \\ \downarrow \\ \underline{K} = (0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0)^T \end{array}$$

gegeben. Einsetzen von (3.11) in (3.10) ergibt unter Berücksichtigung von (2.25)

$$\underline{v}_{Va} = -\underline{v}_{Vb} + 2 \underline{E}_O \quad (3.12a)$$

$$\text{mit} \quad \underline{E}_O = -\underline{C}^{-1} \underline{K} (\Delta Q_1 + \Delta Q_2) / 2 \quad (3.12b)$$

Aus dieser Gleichung entnehmen wir durch Vergleich mit (2.70), daß die Einstreuungen ΔQ_1 und ΔQ_2 des k -ten Nachladeschalters nicht nur durch eine einzelne Spannungsquelle im Referenznetzwerk berücksichtigt werden können. Gemäß (3.12b) ergeben sich m_V ideale Spannungsquellen in den Zweigen des Referenznetzwerks, die den Spannungsumkehrschaltern im VIS-SC-Netzwerk entsprechen.

Als letztes wollen wir in diesem Unterabschnitt noch die Einflüsse der Ladungseinstreuungen bei schwebenden Spannungsumkehrschaltern nach Bild 2.9(a) untersuchen. Wir brauchen die Vorgänge innerhalb dieser Schaltung nicht im einzelnen zu betrachten. Es genügt hier, die Einstreuungen und die Offset-Spannungen durch entsprechende Gleichspannungsterme in (2.35a,b) (Unterabschnitt 2.4.3) zu berücksichtigen:

$$\underline{v}_a' = 2 \underline{v}_O - \underline{v}_b' + \underline{\Delta V}' \quad (3.13a)$$

$$\underline{v}_a'' = 2 \underline{v}_O - \underline{v}_b'' + \underline{\Delta V}'' \quad (3.13b)$$

Führen wir die Substitution

$$\underline{\Delta V} = \underline{\Delta V}' - \underline{\Delta V}'' \quad (3.14)$$

ein, so erhalten wir anstelle der Spannungsumkehrbedingung (2.22) die Beziehung

$$\underline{v}_{Va} = \underline{v}_a' - \underline{v}_a'' = -\underline{v}_{Vb} + \underline{\Delta V} \quad (3.15)$$

Ein Vergleich mit (2.70) zeigt wieder, daß der Term $\underline{\Delta V}$ idealen Gleichspannungsquellen im Referenznetzwerk entspricht.

Die Ladungen, die während der Umladephase über die Klemmen μ'' und μ' aus dem Netzwerk N_{SC} (vgl. Bild 2.8) herausfließen, bezeichnen wir jetzt mit $\tilde{q}_{\mu O}'$ und $\tilde{q}_{\mu O}''$ ($\mu = 1, \dots, m_V$) und die zugehörigen Vektoren mit $\tilde{\underline{q}}_O'$ und $\tilde{\underline{q}}_O''$. Wir erhalten mit (2.32)-(2.34) und (3.13a,b)

$$\begin{pmatrix} \tilde{\underline{q}}_O' \\ \tilde{\underline{q}}_O'' \end{pmatrix} = \underline{C} \begin{pmatrix} \underline{v}_O - \underline{v}_a' \\ \underline{v}_O - \underline{v}_a'' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{q}_O' \\ -\underline{q}_O' \end{pmatrix} - \underline{C} \begin{pmatrix} \underline{\Delta V}' \\ \underline{\Delta V}'' \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

Im allgemeinen ist $\tilde{\underline{q}}_O' \neq -\tilde{\underline{q}}_O''$, so daß die Torbedingung (2.31) nicht mehr erfüllt ist. Es liegt daher nahe, die abfließenden Ladungen durch Stromquellen im Referenzfilter zu berücksichtigen. Wir benutzen nun die Substitutionen

$$\underline{\Delta Q} = \tilde{\underline{q}}_O' + \tilde{\underline{q}}_O'' \text{ und } \underline{\Delta \tilde{Q}} = \tilde{\underline{q}}_O' - \underline{q}_O' \quad (3.17a,b)$$

und erhalten aus (3.16) die Beziehung

$$\begin{pmatrix} \underline{\Delta \tilde{Q}} \\ -\underline{\Delta \tilde{Q}} + \underline{\Delta Q} \end{pmatrix} = -\underline{C} \begin{pmatrix} \underline{\Delta V}' \\ \underline{\Delta V}'' \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

woraus sowohl $\underline{\Delta Q}$ als auch $\underline{\Delta \tilde{Q}}$ berechnet werden kann. Der Term $\underline{\Delta Q}$ kennzeichnet die Ladungen, die in der Umkehrphase aus dem SC-Netzwerk N_{SC} über die Klemmen 1'' bis m_V'' nach Masse abfließen (siehe Bild 3.11). Die Größe $\underline{\Delta \tilde{Q}}$ wird für eine weitere Berechnung nicht benötigt. Wir berücksichtigen die abfließenden Ladungen in der Schaltung nach Bild 3.11 durch *Pulsstromquellen*. Da nicht der

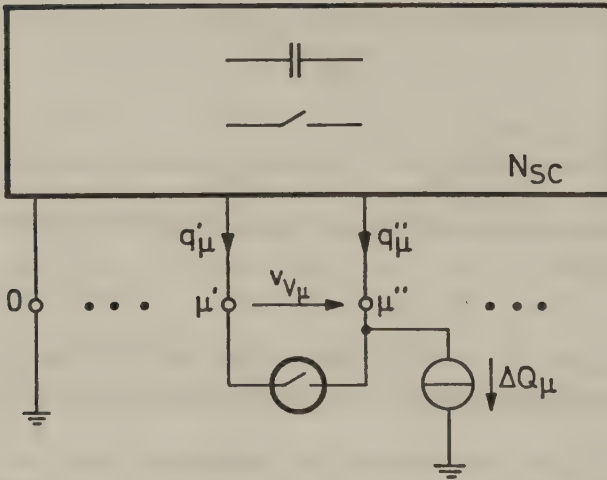


Bild 3.11 Berücksichtigung der Ladungseinstreuung in schwebenden Spannungsumkehrschaltern durch Ladungsquellen.

detaillierte Verlauf des Pulsstromes, sondern nur die von den einzelnen Stromimpulsen mitgeführten Ladungen von Interesse sind, wollen wir diese Quellen im folgenden auch mit *Ladungsquellen* bezeichnen, das Symbol der Stromquelle soll aber beibehalten werden.

Wir haben nun in Bild 3.11 die gleiche Situation vorliegen wie bei der Realisierung idealer Stromquellen, denn wir hatten im Abschnitt 2.6 gesehen, daß die Einspeisung der Ladungen bei Verwendung von Spannungsumkehrschaltern, die auf gesteuerten Spannungsquellen beruhen, auch in der Umkehrphase vorgenommen werden kann. Diese Stromquellen werden jetzt entweder mit den Klemmen $1', \dots, m_V'$ oder mit den Klemmen $1'', \dots, m_V''$ des Referenznetzwerks N_r (vgl. auch Bild 2.13(c)) verbunden. Wir erhalten schließlich zusammen mit den zuvor ermittelten Gleichspannungsquellen das in Bild 3.12 dargestellte Ersatzschaltbild. Die Urspannungen $E_{\mu 0}$ und die Urströme $J_{\mu 0}$ sind gegeben durch

$$E_{\mu 0} = \Delta V_{\mu} / 2, \quad J_{\mu 0} = \Delta Q_{\mu} / T, \quad \mu = 1, \dots, m_V \quad (3.19)$$

(vgl. (2.70), Abschnitt 2.8).

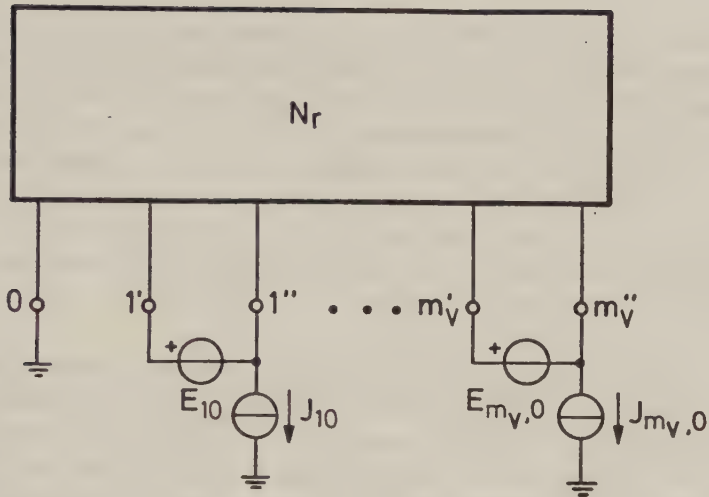


Bild 3.12 Ersatzschaltbild für die Berücksichtigung der Ladungseinstreuungen.

Die beiden zuvor behandelten Fälle geerdeter Spannungsumkehrschalter können übrigens als Sonderfall des letzten aufgefaßt werden. Ist nämlich in N_{SC} jeweils eine Klemme der Tore 1 bis m_V geerdet, so können die Stromquellen in dem Ersatzschaltbild (Bild 3.12) wegfallen. Wir wollen nun erste notwendige Bedingungen für die Funktionsfähigkeit eines VIS-SC-Netzwerks angeben.

Kriterium 3.1

Sei N_{VSC} ein VIS-SC-Netzwerk mit m_V Spannungsumkehrschaltern und sei N_{SC} das zugehörige geerdete SC-Netzwerk ohne diese Spannungsumkehrschalter. Ferner sei N_r das zu N_{SC} gehörende geerdete Referenznetzwerk N_r mit m_V Toren, jedoch seien alle (unabhängigen) Spannungsquellen durch Kurzschlüsse ersetzt und alle (unabhängigen) Stromquellen entfernt. Sei $Z_{\mu I} = Z_{\mu I}(\psi)$ die Eingangsimpedanz von N_r zwischen den Klemmen des Tors μ und Masse, wenn alle Tore kurzgeschlossen sind, und sei $Z_{\mu O} = Z_{\mu O}(\psi)$ die Eingangsimpedanz von N_r zwischen den beiden Klemmen des Tors μ , wenn alle anderen Tore 1 bis $\mu-1$ und $\mu+1$ bis m_V kurzgeschlossen sind. Notwendige Bedingungen für die Funktionsfähigkeit von N_{VSC} sind:

1. Die Impedanzen $Z_{\mu I}(\psi)$ dürfen keinen Pol bei $\psi = 0$ haben.
2. Die Impedanzen $Z_{\mu O}(\psi)$ dürfen keine Nullstellen bei $\psi = 0$ haben ($\mu = 1, \dots, m_V$).

Der Beweis dieses Kriteriums folgt sofort aus den zuvor angestellten Überlegungen hinsichtlich der Berücksichtigung der Ladungseinstreuungen und der Offset-Spannungen in dem Referenznetzwerk durch Gleichspannungs- und Gleichstromquellen. Gäbe es ein $Z_{\mu I}$ mit $Z_{\mu I}(0) = \infty$, so würde die Spannung zwischen den Klemmen μ' bzw. μ'' und Masse wegen der Gleichstromquelle $J_{\mu O}$ über alle Grenzen wachsen. Gäbe es ein $Z_{\mu O}$ mit $Z_{\mu O}(0) = 0$, so würde der Strom durch das Tor μ wegen der Gleichstromspannungsquelle $E_{\mu O}$ über alle Grenzen wachsen.

In der Praxis werden Ströme und Spannungen durch nichtlineare Effekte (Sättigungseffekte) begrenzt. Im allgemeinen werden die Spannungen in dem SC-Netzwerk nicht oder nur unwesentlich über den Versorgungsspannungen liegen. Daher können die oben angegebenen Bedingungen auch nur als *notwendig* angesehen werden, denn falls ein $Z_{\mu I}(0)$ sehr groß oder ein $Z_{\mu O}(0)$ sehr klein ist, werden aufgrund der Ladungseinstreuungen ebenfalls Sättigungseffekte auftreten.

Wir wollen nun die erste Bedingung am Beispiel eines Hochpasses 3. Grades (Bild 3.13(a)) überprüfen. Wir benutzen deshalb schwebende Spannungsumkehrschalter (Bild 3.13(b)), obwohl auch eine Realisierung mit ausschließlich geerdeten möglich wäre. Wir sehen anhand des Referenznetzwerks N_r , daß $Z_{1I}(0) = \infty$ und $Z_{2I}(0) = \infty$ gilt (Bild 3.13(c)). Für die Untersuchung des Einflusses der Ladungseinstreuung bzw. einer Offset-Spannung eignet sich am besten ein Programm für die SC-Netzwerkanalyse im Zeitbereich. Da jedoch nur ein Programm für eine Analyse im Frequenzbereich zur Verfügung steht [102], wollen wir die kritischen Knotenspannungen in der Nähe der Frequenz null berechnen. Mit dem Programm lassen sich SC-Netzwerke analysieren, in denen *alle* Schalter periodisch mit der Betriebsperiode betätigt werden. Dies ist aber bei der Realisierung der Induktivität durch eine periodisch umgeschaltete Kapazität nicht mehr der Fall. Wir können uns dadurch behelfen, daß wir anstelle des Umpolschalters einen *idealen* Spannungsumkehrschalter einsetzen, so daß nicht die Kapazität, sondern nur die auf ihr gespeicherte Ladung umgepolt wird. Das vollständige Schaltbild für die Simulation ist

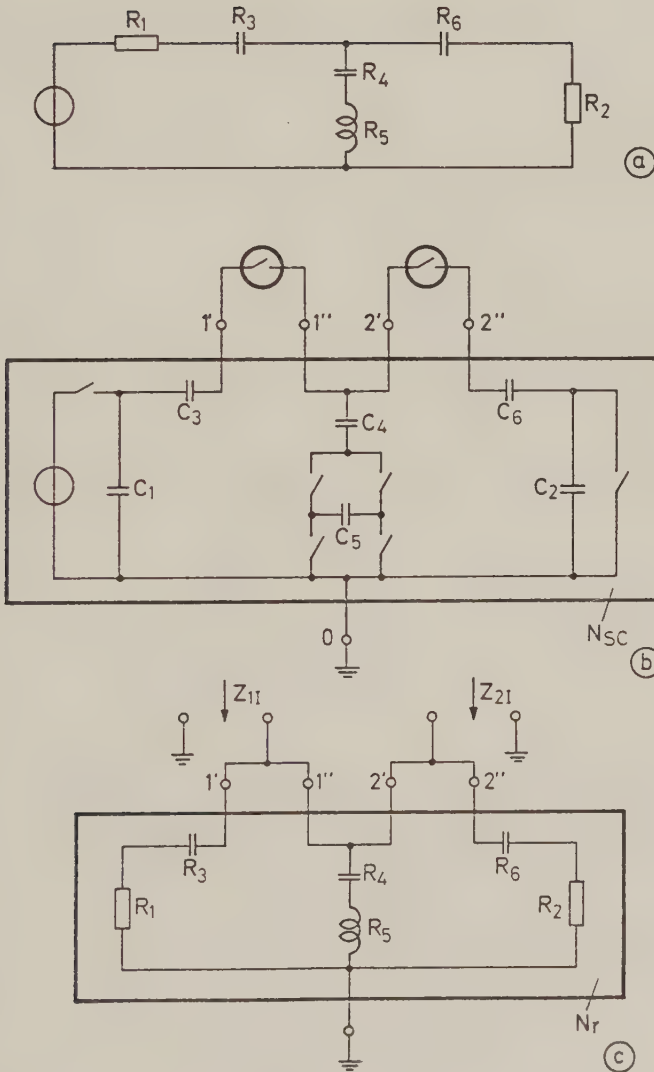


Bild 3.13 (a) Ein Hochpaß 3. Ordnung,
 (b) zugehöriges SC-Netzwerk N_{SC} mit schwebenden Spannungsumkehrschaltern,
 (c) das zu N_{SC} gehörende quellenlose Referenznetzwerk N_r .

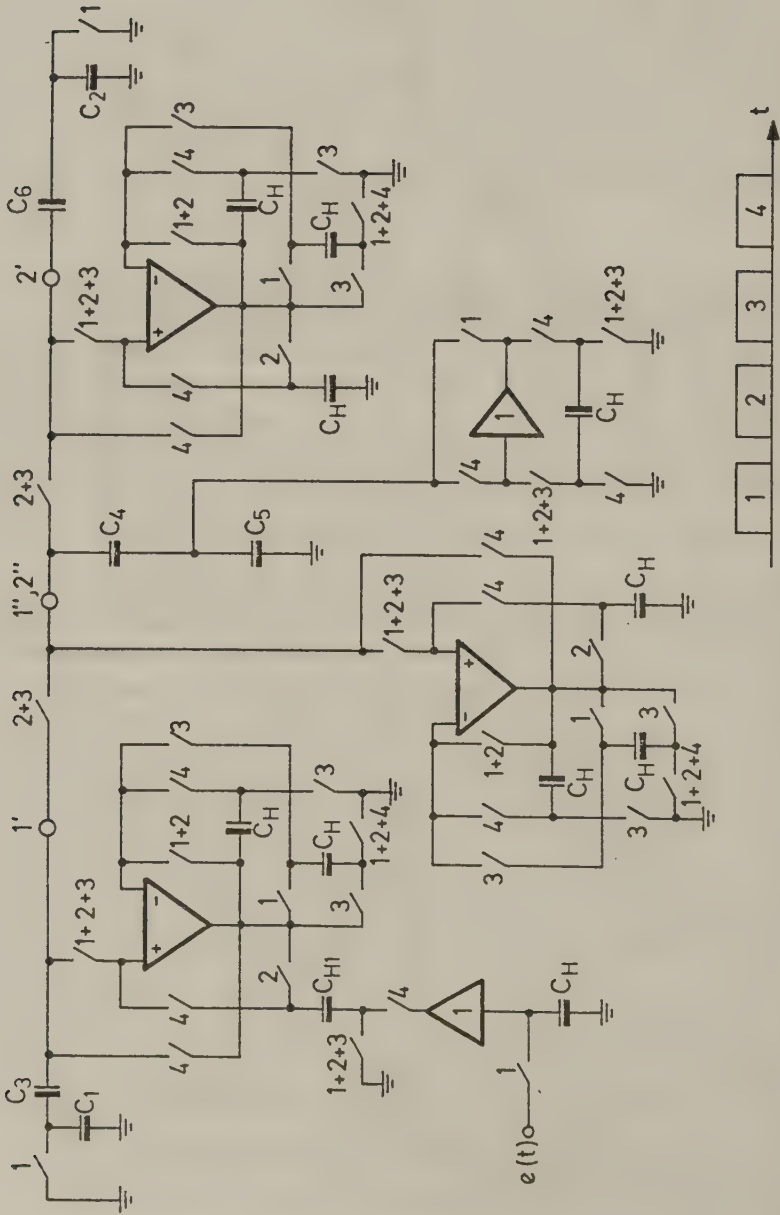


Bild 3.14 Schaltbild des SC-Hochpasses nach Bild 3.13(b), Einkopplung eines "Störsignals" am Fußpunkt von C_{H1} .

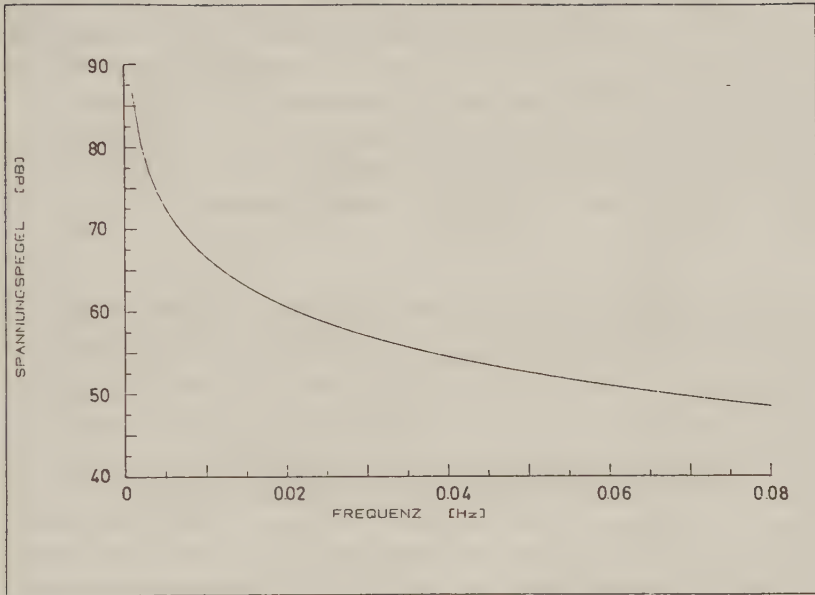


Bild 3.15 Relativer Pegel der Spannung $V''_{1b} = V''_{2b}$ bei Einspeisung eines Störsignals gemäß Bild 3.14 .

in Bild 3.14 gezeigt. Anhand dieses Beispiels sehen wir auch, daß ein Operationsverstärker sowie einige Hilfskondensatoren eingespart werden können, wenn zwei schwebende Spannungsumkehrschalter an den gleichen Knoten angreifen.

Das Störsignal $e_0(t_n) = e(t_n - T_0)$ wird über einen Spannungsfollower in der Schaltphase 4 über die Bodenelektrode von C_{H1} eingekoppelt. Hierdurch wird erreicht, daß v'_{1a} gegeben ist durch

$$v'_{1a}(t_n) = 2v_0(t_n) - v'_{1b}(t_n) + e_0(t_n) ,$$

während für v''_{1a} , v'_{2a} und v''_{2a} (2.35a,b) gültig bleibt. Für C_1 bis C_6 wurden die gleichen Bauelementwerte angenommen wie für das Beispiel in Unterabschnitt 2.5, und für die Hilfskapazitäten wurde ein einheitlicher Wert $C_H = C_{H1} = 1,0$ angesetzt. Parasitäre Kapazitäten bleiben bei dieser Simulation unberücksichtigt.

Die normierte Klemmenspannung ($20 \log |V_{1b}/E_0|$) zwischen der Klemme (1", 2") und Masse ist für sehr niedrige Frequenzwerte des Störsignals (0,001...0,08 Hz) in Bild 3.15 aufgetragen (Taktfrequenz 2 kHz). Eine Analyse bei der Frequenz null kann nicht durchgeführt werden, da dies zu einem arithmetischen Überlauf führen würde. Es ist aber aus dem Diagramm zu erkennen, daß $|H(j\omega)| = |V_{1b}/E_0|$ für $\omega \rightarrow 0$ gegen unendlich strebt.

3.4.3 Ladungseinstreuung bei Schaltern der Kategorie II

Die Schalter der Kategorie II gehören nicht zu Spannungsumkehrschaltern und werden innerhalb einer Betriebsperiode *einmal* betätigt. Diese Schalter dienen dazu, die SC-Bausteine in den Betriebszustand zu schalten (vgl. Abschnitt 2.2), d.h., der Schalter wird i.a. zu Beginn eines Umkehrvorgangs geschlossen und nach Vollendung wieder geöffnet. Wir betrachten nun einen solchen Schalter eines VIS-SC-Netzwerks (Bild 3.16(a,b)). Wird der Schalter S geschlossen, so erfolgt eine Ladungseinstreuung Δq_b in das Netzwerk N_{VSC} ; wird er wieder geöffnet, so fließen Ladungen $\Delta q'_a$ und $\Delta q''_a$ über die Klemmen α' und α'' aus dem Netzwerk heraus. Es verbleibt ein Nettoladungsüberschuß

$$\Delta q = \Delta q_b - \Delta q'_a - \Delta q''_a.$$

Wir wollen nun vereinfachend annehmen, daß eine Ladung $\Delta q = \Delta q(t_n)$ vor dem Spannungsumkehrvorgang, d.h. vor der Registrierphase, über die Klemmen α' und α'' in das SC-Netzwerk eingestreut wird (siehe Bild 3.17(a)). Es soll im folgenden gezeigt werden, daß die Ladungseinstreuung Δq im Referenznetzwerk durch eine ideale Stromquelle berücksichtigt werden kann, wobei der Urstrom J_0 nicht nur von Δq , sondern auch von den Bauelementen des Referenznetzwerks abhängt. Zur Vereinfachung beschränken wir uns hier auf die Betrachtung von Netzwerken, die ausschließlich aus Eintreelementen bestehen.

Es sei nun v_b der Wert der Spannung v zwischen den Klemmen α' bzw. α'' (Schalter S in Bild 3.16 geschlossen) und der Masseklemme 0 unmittelbar vor dem Spannungsumkehrvorgang, d.h. nach der Ladungsinjektion Δq , es sei v'_b der Wert von v vor der Ladungsinjektion und es sei v_a wieder der Wert von v nach Beendi-

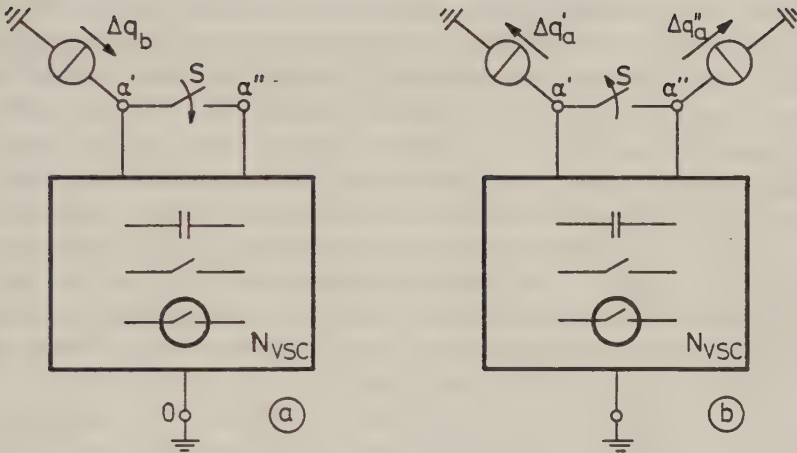


Bild 3.16 Zur Berücksichtigung der Ladungseinstreuung beim Schließen (a) und beim Öffnen (b) eines Schalters.

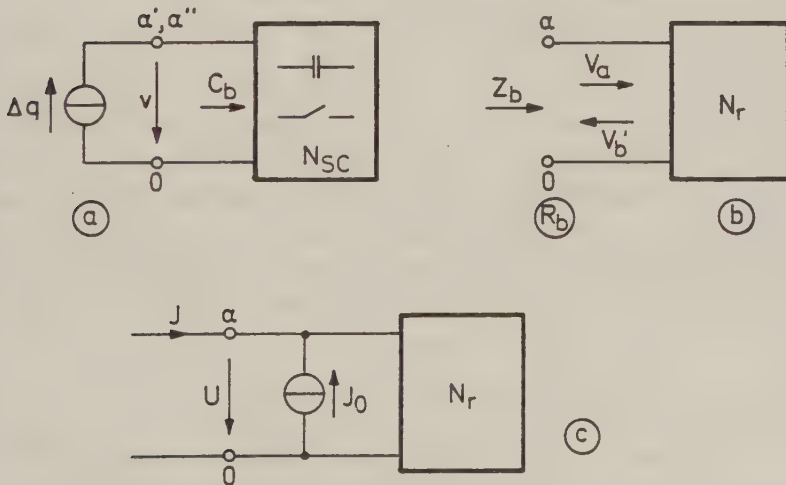


Bild 3.17 (a) Ladungseinstreuung bei einem Eintor N_{SC} , das keine Spannungsumkehrschalter enthält,
 (b) das zugehörige Referenzeintor N_r ,
 (c) Berücksichtigung der Ladungseinstreuung durch eine ideale Stromquelle.

gung des Umkehrvorgangs. Ferner sei C_b die Eingangskapazität des SC-Eintors N_{SC} bezüglich des Klemmenpaars $(\alpha', 0)$, wenn alle SC-Bausteine in dem VIS-SC-Netzwerk N_{VSC} in den Betriebszustand geschaltet sind und wenn alle Spannungsumkehrschalter "geöffnet" sind (sich im Ruhezustand befinden). Weiter sei $Z_b = Z_b(\psi)$ die Eingangsimpedanz des zu N_{SC} gehörenden Referenzeintors N_r (Bild 3.17(b), d.h., N_r entsteht aus dem Referenznetzwerk N dadurch, daß alle Zweige, die Spannungsumkehrschaltern in N_{VSC} entsprechen, aufgetrennt werden. Da N_r nur Eintorimpedanzen enthält, ist Z_b im allgemeinen Fall die Impedanz einer Serienschaltung aus Widerstand, Kapazität und Induktivität. Es gilt dann eine (2.11b) entsprechende Beziehung [68]

$$C_b = T/2R_b \quad \text{mit} \quad R_b = Z_b(1) . \quad (3.20a,b)$$

Außerdem gilt $v_b = v'_b + \Delta q/C_b$ bzw. im eingeschwungenen Zustand

$$V_b = V'_b + \Delta Q/C_b .$$

Mit $\Delta J = \Delta Q/T$ und (3.20a) erhalten wir daraus

$$V_b = V'_b + 2R_b \Delta J . \quad (3.21)$$

Die Beziehungen (2.15a,b) zwischen V_b , V_a , V und J sind immer noch gültig, nur müssen wir R durch R_b ersetzen. Wir benötigen nun noch eine Beziehung zwischen den Spannungen V'_b und V_a . Für die Herleitung benutzen wir wieder den Zusammenhang mit den Wellengrößen, d.h., V_a entspricht der einfallenden Welle und V'_b der reflektierten Welle des Eintors N_r mit dem Torwiderstand R_b . Es gilt daher $V'_b = \rho V_a$, wobei die Reflektanz ρ durch

$$\rho = (Z_b - R_b)/(Z_b + R_b) \quad (3.22)$$

gegeben ist. Dies eingesetzt in (3.21) ergibt

$$V_b = V_a (Z_b - R_b)/(Z_b + R_b) + 2R_b \Delta J . \quad (3.23)$$

Mit der Elimination von V_a und V_b in dem aus (2.15a,b) und (3.23) bestehenden Gleichungssystem erhalten wir schließlich

$$U = (Z_b + R_b) \Delta J + Z_b \cdot J , \quad (3.24)$$

wobei J immer noch durch (2.11a) gegeben ist.

Wir wollen nun die Ladungseinstreuung Δq durch eine ideale Stromquelle J_0 im Ersatzschaltbild berücksichtigen (Bild 3.17(c)). Für die Spannung zwischen den Klemmen α und 0 gilt $U = Z_b (J + J_0)$. Durch Vergleich mit (3.24) erhalten wir

$$J_0 = (1 + R_b/Z_b) \Delta J. \quad (3.25)$$

Aus diesem Ergebnis erkennen wir übrigens auch, daß wir zur Realisierung einer idealen Stromquelle die Ladungen $q_Q = q_Q(t_n)$ nicht einfach zwischen zwei aufeinanderfolgenden Spannungsumkehrvorgängen einspeisen dürfen, denn der Zusammenhang zwischen J_0 und ΔJ ist *nicht* frequenzunabhängig (vgl. Abschnitt 2.6). Obwohl wir hier nur Netzwerke mit Eintorelementen betrachtet haben, ist das Ergebnis allgemeingültig, denn auch bei Vorhandensein von Eintorelementen wird der Zusammenhang zwischen J_0 und ΔJ nicht frequenzunabhängig sein. Dieser Zusammenhang ist dann allerdings nicht mehr durch (3.25) gegeben.

Wir bezeichnen jetzt mit Z_{II} die Impedanz des Referenznetzwerks N zwischen Knoten α und Masse. Die Quelle J_0 verursacht eine Spannung $U_0 = Z_{II} J_0$ zwischen den Klemmen α und Masse. Mit (3.25) gilt

$$U_0 = Z_{II} (1 + R_b/Z_b) \Delta J. \quad (3.26)$$

Anhand dieser Gleichung erkennen wir, daß U_0 über alle Grenzen wächst, wenn Z_{II} einen Pol bei null besitzt. Falls $Z_b(\psi)$ bei $\psi=0$ eine Nullstelle aufweist, so gilt auch $Z_{II}(0) = 0$. In diesem Fall ergibt sich aus (3.26) für U_0 die Beziehung

$$U_0 = R_b \Delta J \lim_{\psi \rightarrow 0} (Z_{II}/Z_b), \quad (3.27)$$

d.h., U_0 bleibt endlich, da Z_{II} und Z_b höchstens einfache Nullstellen bei null besitzen. Wir können daher eine weitere notwendige Bedingung für die Funktionsfähigkeit eines VIS-SC-Netzwerks angeben:

Kriterium 3.2

Sei N_{VSC} ein VIS-SC-Netzwerk mit m_{II} Schaltern der Kategorie II . Diese Schalter entsprechen Knoten α_1 bis $\alpha_{m_{II}}$ im zugehörigen Referenznetzwerk N . Sei $Z_{\mu II} = Z_{\mu II}(\psi)$ die Impedanz zwischen dem Knoten α_μ ($\mu = 1, \dots, m_{II}$) und dem Masseknoten in N ,

wenn alle (unabhängigen) Spannungsquellen durch Kurzschlüsse ersetzt werden und alle (unabhängigen) Stromquellen aus N entfernt werden. Notwendige Bedingung für die Funktionsfähigkeit von N_{VSC} ist, daß die Impedanzen $Z_{\mu II}$ keinen Pol bei $\psi = 0$ haben ($\mu = 1, \dots, m_{II}$).

Der Beweis entspricht dem des Kriteriums 3.1.

An dieser Stelle soll bereits darauf hingewiesen werden, daß die Kriterien 3.1 und 3.2 bei einigen für die Praxis wichtigen Filterstrukturen nicht erfüllt sind (s. Unterabschn. 4.2.3.2 und 4.2.3.3). Bei solchen Schaltungen kann jedoch durch den Einbau von zusätzlichen SC-Elementen die Funktionsfähigkeit wieder hergestellt werden. Deren Kapazitätswerte müssen so bemessen sein, daß einerseits der durch die Ladungseinstreuung hervorgerufene Gleichspannungspegel hinreichend weit abgesenkt wird, andererseits aber die Übertragungsfunktion des SC-Filters nicht zu stark beeinflusst wird.

3.4.4 Ladungseinstreuung bei Schaltern der Kategorie III

Die Schalter der Kategorie III dienen dazu, diejenigen Kondensatoren, die Induktivitäten und Gyroelementen entsprechen, umzupolen und in den Betriebszustand zu schalten. Für eine Untersuchung der Ladungseinstreuung bei solchen Schaltern können wir uns kurz fassen, denn es liegt im wesentlichen die gleiche Situation vor wie bei den Schaltern der Kategorie II, nur daß jetzt die Schalter in jeder zweiten Betriebsperiode betätigt werden. Betrachten wir also gemäß Bild 3.16 (a) einen Schalter S , der z.B. in den geradzahligen Betriebsperioden betätigt wird. Die Ladungseinstreuung können wir dann beschreiben durch

$$q(t_n) = \begin{cases} \Delta Q & \text{für } n \text{ gerade} \\ 0 & \text{für } n \text{ ungerade} \end{cases} \quad (3.28)$$

Anstelle von (3.28) können wir auch schreiben:

$$\Delta q(t_n) = \Delta Q (1 + e^{jn\omega_0 T})/2 \quad \text{mit} \quad \omega_0 = \pi F. \quad (3.29)$$

Wir beschränken uns hier ebenfalls auf Netzwerke, die nur aus Eintorelementen bestehen. Die Ersatzschaltung in Bild 3.17 (c) ist dann immer noch gültig, nur muß zu der Gleichstromquelle

$$J_0 = (1 + R_b/Z_b(0)) \Delta J/2$$

noch eine Wechselstromquelle

$$J'_0 = (1 + R_b/Z_b(\infty)) \Delta J/2$$

parallel geschaltet werden, wobei die Frequenz dieser Quelle gleich der Nyquist-Frequenz $F/2$ ist. Es gilt daher das folgende Kriterium 3.3

Sei N_{VSC} ein VIS-SC-Netzwerk mit m_{III} Schaltern der Kategorie III. Die Schalter entsprechen Knoten α_1 bis α_{III} im zugehörigen Referenznetzwerk N . Sei $Z_{\mu III} = Z_{\mu III}(\psi)$ die Impedanz zwischen dem Knoten α_μ ($\mu = 1, \dots, m_{III}$) und dem Masseknoten in N , wenn alle (unabhängigen) Spannungsquellen durch Kurzschlüsse ersetzt werden und alle (unabhängigen) Stromquellen aus N entfernt werden. Notwendige Bedingung für die Funktionsfähigkeit von N_{VSC} ist, daß die Impedanzen $Z_{\mu III}(\psi)$ keinen Pol bei null und unendlich besitzen ($\mu = 1, \dots, m_{III}$).

Dieses Kriterium sagt aus, daß Induktivitätssterne im Referenznetzwerk unter den zunächst angenommenen idealisierten Bedingungen nicht erlaubt sind. Andererseits kann das in Bild 2.10(b) dargestellte SC-Filter dadurch funktionsfähig werden, daß parasitäre Kapazitäten in ausreichender Größe vorhanden sind. Wir wollen daher als Beispiel diese Schaltung numerisch mit Hilfe des schon erwähnten SC-Netzwerkanalyseprogramms [102] untersuchen.

Wir benutzen für die Analyse die in Bild 3.18 dargestellte Schaltung mit Spannungsfolger-Umkehrschaltern. Anstelle des Umpolschalters benutzen wir für die "SC-Induktivitäten" jeweils eine Hilfsschaltung mit zwei Spannungsfolgern. Die Knotenspannungen der Induktivitäten des Referenzfilters (Bild 2.10(a)) entsprechenden Kondensatoren C_3 , C_4 und C_6 (Knoten N_1 bis N_6) werden während des Spannungsumkehrvorgangs (Schaltphase 1 und 2) gemessen und auf den Hilfskondensatoren C_{H1} bis C_{H6} abgespeichert. In dem dritten Schaltschritt werden dann schließlich jeweils die Spannungen der Knoten N_1 und N_2 , N_3 und N_4 sowie N_5 und N_6 vertauscht. Die Ladungseinstreuung wird mit Hilfe der in Tab. 2.1 angegebenen SC-Realisierung einer Stromquelle simuliert. Wir wollen den Kapazitätswert von C_7 so wählen, daß die Verhältnisse

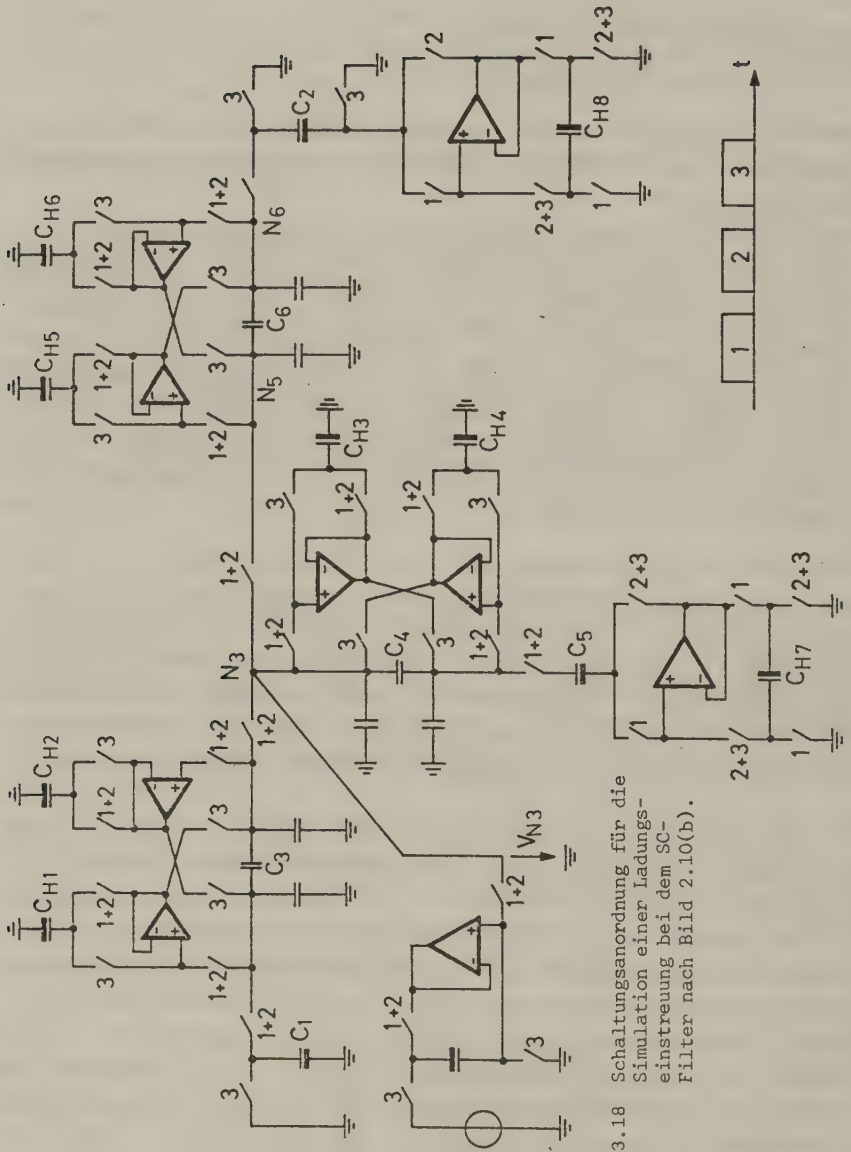


Bild 3.18 Schaltungsanordnung für die Simulation einer Ladungseinstreuung bei dem SC-Filter nach Bild 2.10(b).

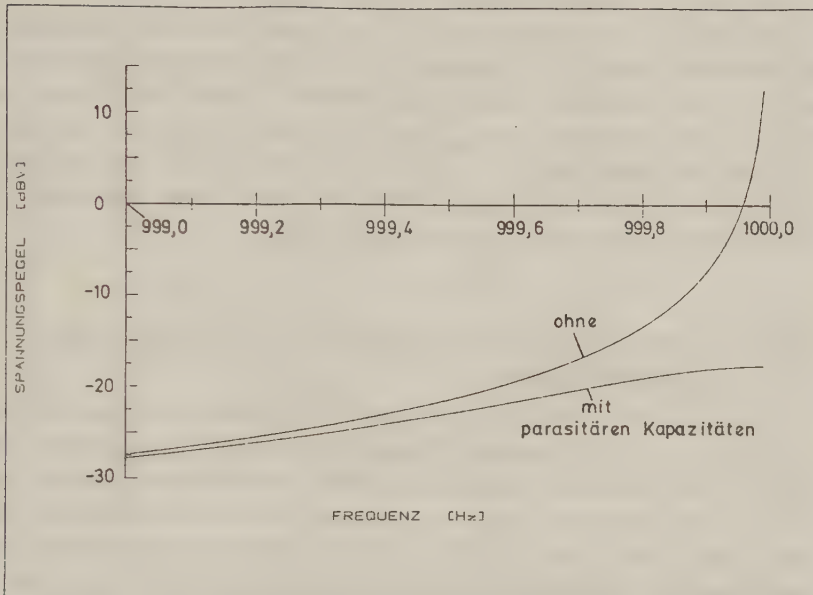


Bild 3.19 Simulierter Verlauf der Spannung $|V_{N3b}|$ zwischen dem Knoten N_3 und Masse bei der Schaltung nach Bild 3.18.

in einer integrierten Schaltung möglichst gut nachgebildet werden. Für eine Ladungseinstreuung der Größe $\Delta Q = 10^{-14}$ As [24] erhalten wir den Kapazitätswert $C_7 = 0,005$ pF. Die übrigen Kapazitätswerte berechnen wir für eine Normierungskapazität $C_0 = 10$ pF (vgl. (2.39), Unterabschnitt 2.5.2):

$$C_1 = C_2 = 10 \text{ pF}, C_3 = C_6 = 3,324 \text{ pF}, C_4 = 30,71 \text{ pF}, C_5 = 24,55 \text{ pF}.$$

Die Bauelementwerte der Hilfskapazitäten können beliebig gewählt werden. Die obere Kurve in Bild 3.19 zeigt den simulierten Verlauf der Spannung $|V_{N3b}|$ (siehe Bild 3.18) zwischen dem Knoten N_3 und Masse für Frequenzwerte, die dicht bei der Nyquistfrequenz (1 kHz) liegen. Bei dieser Simulation wurden die Spannungsumkehrschalter als ideal angenommen und alle parasitären Kapazitäten zu null gesetzt. Es ist zu erkennen, daß für $f \rightarrow F/2$ diese Spannung gegen unendlich strebt. Jedoch schon bei geringen Werten parasitärer Kapazitäten ($C_{p1} = C_{p2} = C_{p5} = C_{p6} = 0,001 C_3$, $C_{p3} =$

$C_{p4} = 0,001 C_4$) bleibt die Spannung sehr niedrig (untere Kurve in Bild 3.19). Der Grund hierfür ist, daß durch die parasitären Kapazitäten Verluste entstehen, die im Referenznetzwerk durch Widerstände berücksichtigt werden können. Diese Widerstände bewirken, daß die Pole von $Z_{\mu III}$ bei null und unendlich verschwinden, so daß Kriterium 3.3 erfüllt ist. Wir können daraus schließen, daß in der Praxis solche Induktivitätssterne durchaus in SC-Netzwerken nachgebildet werden dürfen.

3.4.5 Weitere Einschränkungen bezüglich der Struktur des Referenznetzwerks

Die beiden Kriterien 3.1 und 3.2 besagen, daß bei der SC-Realisierung eines Referenznetzwerks mit Kapazitätssternen weder gewöhnliche Schalter noch Spannungsumkehrschalter zwischen den zugehörigen Kondensatoren des SC-Netzwerks eingefügt werden dürfen. Jedoch auch ohne diese Schalter besteht bei solchen Kapazitätssternen im SC-Netzwerk die Gefahr, daß sich aufgrund des nichtlinearen Verhaltens Ladungsakkumulationen bilden können und dadurch unkontrollierbare Sättigungseffekte entstehen können. Daher sollten Kapazitätssterne grundsätzlich vermieden werden. Eine Möglichkeit, diese zu eliminieren, beruht auf der Stern-N-Eck-Transformation [105]. Ein N-strahliger Kapazitätsstern wird dann durch ein vollständiges Kapazitäts-N-Eck (einschließlich aller Diagonalen ersetzt. Auf diese Weise können nacheinander alle Kapazitätssterne in einem Netzwerk eliminiert werden. Ein Beispiel hierzu ist in Bild 3.20 gezeigt. Wir sehen, daß die Abzweigstruktur dabei verloren geht und daß die Zahl der Kapazitäten wächst. Die Folge davon ist, daß sich auch die Empfindlichkeitseigenschaften in mehr oder weniger großem Umfang im Sperrbereich verschlechtern.

Kriterium 3.1 besagt aber auch, daß im SC-Netzwerk diejenigen Schleifen, die Induktivitätsschleifen im Referenznetzwerk entsprechen, nicht über Spannungsumkehrschalter geschlossen werden dürfen. Wie wir in Abschnitt 2.7 gesehen haben, läßt sich dies stets durch eine geeignete Anordnung der Spannungsumkehr-

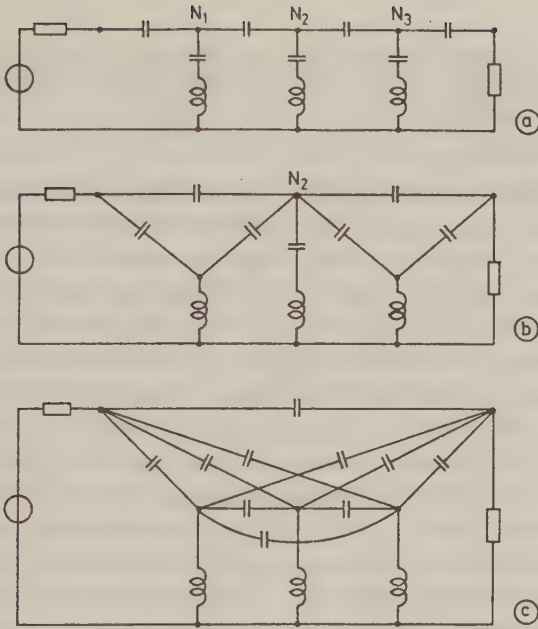


Bild 3.20 (a) Ein Referenzfilter (Hochpaß 7. Ordnung) mit drei Kapazitätssternen,

(b) Elimination der Knoten N_1 und N_3 ,

(c) Elimination des Knotens N_2 .

schalter erreichen. Darüber hinaus empfiehlt es sich, auch Kapazitätsschleifen nicht über Spannungsumkehrschalter zu schließen. In solchen Fällen können nichtabklingende Eigenschwingungen bei der Frequenz $f = F/2$ entstehen. Kann jedoch sichergestellt werden, daß die Spannungsumkehr durch nichtideale Komponenten verlustbehaftet ist, d.h., falls $|v_{Va}| < |v_{Vb}|$ ist, so werden diese Eigenschwingungen, sofern sie einmal angeregt sind, mit der Zeit abklingen. Ähnliches gilt für den allgemeineren Fall, daß $Z_{\mu 0}(\psi)$ eine einfache Nullstelle auf der abgeschlossenen imaginären Achse der ψ -Ebene besitzt.* Auch hier muß der Spannungsumkehrvorgang verlustbehaftet sein, damit Eigenschwingungen abklingen.

* Zur Definition von $Z_{\mu 0}$ siehe Kriterium 3.1 .

4. Entwurf von VIS-SC-Filtern mit verringertem Einfluß parasitärer Kapazitäten

4.1 Vorbemerkungen

Das Beispiel in Abschnitt 3.3 hat gezeigt, daß parasitäre Kapazitäten das Filterverhalten außerordentlich stark beeinflussen können. Da insbesondere die Bodenparasitäten sehr große Werte annehmen können (5 ... 30% des zugehörigen Kondensatorwerts), wollen wir deshalb in diesem Kapitel Filterstrukturen untersuchen, bei denen zumindest deren Auswirkungen drastisch reduziert werden. Wir wollen hier unterscheiden zwischen der *Reduktion*, *Kompensation* und *Elimination* der Einflüsse parasitärer Kapazitäten. Der Einfluß einer parasitären Kapazität wird in der Filterschaltung *reduziert*, wenn durch geeignete Maßnahmen (z.B. besondere Spannungsumkehrverfahren) die parasitäre Kapazität in dem SC-Filter der *Bauelementänderung* einer oder mehrerer anderer Kapazitäten entspricht, und zwar unter Beibehaltung der in der Einleitung angegebenen Bedingung 1 für ein ideales SC-Filterkonzept. Der Einfluß einer parasitären Kapazität wird *kompensiert*, wenn durch geeignete Maßnahmen (z.B. durch Einfügen zusätzlicher Kondensatoren) ein dem ursprünglichen Einfluß entgegengesetztes Verhalten hervorgerufen wird. Bei einer vollständigen *Kompensation* heben sich die jeweiligen Auswirkungen gegenseitig auf. Der Einfluß einer parasitären Kapazität zwischen einem Netzwerkknoten α und Masse ist *eliminiert*, wenn α der Ausgang eines Verstärkers ist oder wenn der Knoten α in jeder Schaltphase entweder mit Masse oder mit dem Ausgang eines Verstärkers verbunden wird. Der Einfluß ist aber auch dann eliminiert, wenn dieser Netzwerkknoten zu einer Hilfskapazität gehört, auf der eine Spannung über ein oder mehrere Schaltintervalle abgespeichert wird. Wir sagen, daß der Einfluß einer parasitären Kapazität *fast eliminiert* ist, wenn der zugehörige Netzwerkknoten α der *virtuellen* Masse entspricht, d.h., wenn diese Parasität mit dem *invertierenden* eines gegengekoppelten Operationsverstärkers verbunden ist, dessen *nichtinvertierender* Eingang geerdet ist. Solche Parasitäten sind wirkungslos, wenn die Operationsverstärker ideal sind. Da jedoch die Verstärkung sehr hoch aber doch endlich ist, verbleibt ein geringer Einfluß der parasitären

Kapazität. Die Auswirkungen sind aber auch dann fast eliminiert, wenn der Knoten α in mindestens einer Schaltphase innerhalb der Betriebsperiode mit einer virtuellen Masse und ansonsten entweder mit dem Ausgang eines Operationsverstärkers oder mit Masse verbunden ist, jedoch niemals von einem Verstärkerausgang nach virtueller Masse geschaltet wird [106].

Wir werden in Abschnitt 4.3 einige Spannungsumkehrverfahren zusammenstellen, mit deren Hilfe bei bestimmten Strukturen die Einflüsse aller Bodenparasitäten eliminiert oder zumindest fast eliminiert sind. Dies läßt sich dann erreichen, wenn in dem VIS-SC-Netzwerk *alle SC-Bausteine entweder direkt oder über Spannungsumkehrschalter geerdet sind*. Geerdete SC-Bausteine können auch über schwebende Spannungsumkehrschalter miteinander verbunden werden, denn wir hatten ja gesehen, daß die Einflüsse der Bodenparasitäten bei der in Bild 2.9(a) angegebenen Realisierung eliminiert sind. Im Hinblick auf einen minimalen Realisierungsaufwand empfiehlt es sich, bei solchen Strukturen nur geerdete Spannungsumkehrschalter zu verwenden. Wir wollen uns deshalb hier nur auf diesen letzten Fall beschränken. Bei SC-Realisierungen von geerdeten Induktivitäten und Gyroelementen dürfen die Kondensatoren nicht mit Hilfe von Umpolschaltern umgepolt werden wenn der Einfluß der Bodenparasitäten eliminiert werden soll. Stattdessen müssen die Ladungen auf den Kondensatoren zwischen den Spannungsumkehrvorgängen ebenfalls mit Spannungsumkehrschaltern invertiert werden [8]. Gegebenenfalls sind dafür weitere Spannungsumkehrschalter erforderlich.

Die Beschränkung auf direkt geerdete oder über Spannungsumkehrschalter geerdete SC-Bausteine entspricht im Referenznetzwerk der Beschränkung auf ebenfalls geerdete Elemente. Dies bedeutet jedoch keineswegs eine Einschränkung hinsichtlich des Filtergrades oder des Filtertyps, d.h., es können Tiefpässe, Hochpässe, Bandpässe und Bandsperren beliebigen Grades unter ausschließlicher Verwendung geerdeter Elemente entworfen werden. Auch Filter mit mehr als zwei Durchlaß- und Sperrbereichen können realisiert werden. Notwendig ist hierbei jedoch die Ver-

wendung von Leitungselementen und /oder Zirkulatoren. Wir wollen uns im Rahmen dieser Arbeit auf die Untersuchung von Leitungselementfiltern (einschl. Gyroelementen) in *Abzweigstruktur* beschränken. Zirkulatorfilter, Brückenfilter und Filter mit Parallelstrukturen sollen hier nicht untersucht werden. Im nächsten Abschnitt werden für die wichtigsten Filtertypen, d.h. für Tiefpässe, Hochpässe und Bandpässe, geeignete Abzweigstrukturen zusammengestellt.

4.2 Referenzfilter in Abzweigstruktur mit geerdeten Elementen

4.2.1 Einfache Strukturen ohne Dämpfungspole bei endlichen, von null verschiedenen Frequenzen

Die einfachste Form eines Referenzfilters mit geerdeten Elementen besteht aus einer Kettenschaltung von Leitungselementen (Bild 4.1). Der Grad des Filters ist gleich der Anzahl N der Leitungselemente. Mit dieser Anordnung lassen sich alle Filtertypen realisieren; jedoch ist die Filterwirkung nur mäßig, da die charakteristische Funktion keine Pole auf der abgeschlossenen imaginären Achse der ψ -Ebene besitzt und somit auch keine Dämpfungspole bei reellen Frequenzen auftreten. Besser ist dagegen schon eine Struktur gemäß Bild 4.2. Bei diesem Tiefpaß werden abwechselnd ein Leitungselement und ein Zweitor bestehend aus einer Kapazität im Querzweig in Kette geschaltet. Sind N solche Querkapazitäten vorhanden, so besitzt die charakteristische Funktion einen N -fachen Pol bei unendlich. Die Struktur kann auch mit einem Leitungselement beginnen (entspricht $R_3 = \infty$) oder enden (entspricht $R_{2N+1} = \infty$).

Bei der zugehörigen Hochpaßstruktur werden die Leitungselemente durch Gyroelemente und die Kapazitäten durch Induktivitäten ersetzt (Bild 4.3). Durch eine Kombination beider Strukturen (Bild 4.4) erhält man einen Bandpaß, dessen Dämpfungspole alle bei $f=0$ und $f=F/2$ (entspricht $\psi=\infty$) liegen.

Wir wollen anhand dieses Beispiels untersuchen, ob die in den Kriterien 3.1 und 3.2 (Abschnitt 3.4) aufgestellten notwendigen

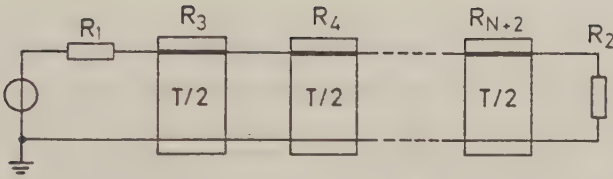


Bild 4.1 Ein Filter mit N in Kette geschalteten Leitungselementen zwischen resistiven Abschlüssen.

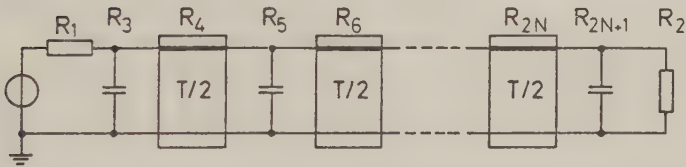


Bild 4.2 Ein Tiefpaß mit N Querkapazitäten, die durch Leitungselemente voneinander abgetrennt sind.

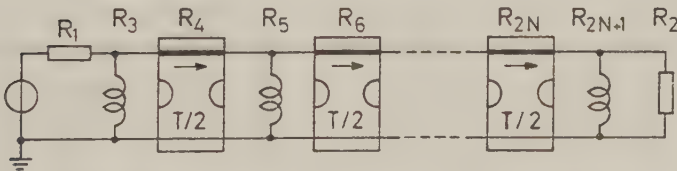


Bild 4.3 Ein Hochpaß mit N Querinduktivitäten, die durch Gyroelemente voneinander abgetrennt sind.

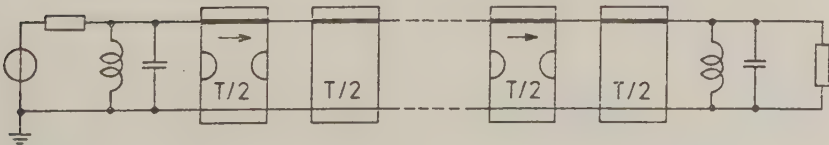


Bild 4.4 Ein Bandpaß bestehend aus einer Kombination der Tiefpaßstruktur nach Bild 4.2 mit der Hochpaßstruktur nach Bild 4.3.

Bedingungen erfüllt sind. Das Kriterium 3.3 ist hier nicht relevant, da in der zugehörigen SC-Realisierung Schalter der Kategorie III nicht auftreten. Da alle Spannungsumkehrschalter geerdet sind, gilt $Z_{\mu I}(0) = 0$ für $\mu = 1$ bis m_V , so daß die erste Bedingung von Kriterium 3.1 bereits erfüllt ist. Für die Überprüfung der zweiten Bedingung wollen wir zunächst die Eingangsimpedanz Z_{EIN} kurzgeschlossener und leerlaufender Leitungselemente und Gyro-Elemente bei $\psi = 0$ und $\psi = \infty$ zusammenstellen.

	Kurzschluß		Leerlauf	
	$Z_{EIN}(0)$	$Z_{EIN}(\infty)$	$Z_{EIN}(0)$	$Z_{EIN}(\infty)$
Leitungselement	0	∞	∞	0
Gyroelement	∞	0	0	∞

Wir betrachten nun einen Ausschnitt der Struktur nach Bild 4.4. Die Position der Spannungsumkehrschalter in dem SC-Filter wollen wir in dem Referenznetzwerk durch (kurzgeschlossene) Tore berücksichtigen (Bild 4.5). In dieser Darstellung dürfen die Leitungs-

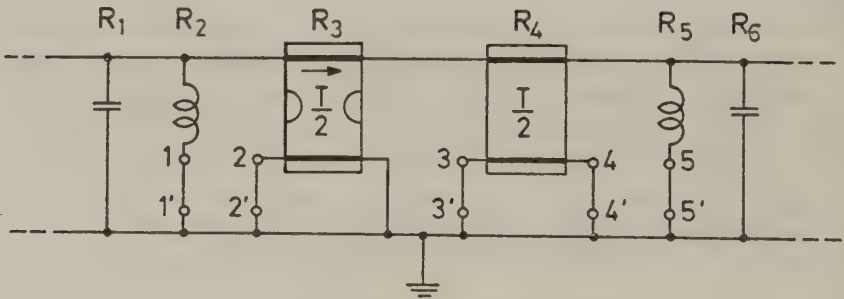


Bild 4.5 Kennzeichnung der Position der Spannungsumkehrschalter durch kurzgeschlossene Tore.

elemente nicht mehr als geerdet eingezeichnet werden. Wir benutzen daher die ursprünglichen Symbole für Leitungselemente und Gyroelemente und berücksichtigen die in Bild 2.22(d) (Abschnitt 2.10) angegebene Äquivalenz, so daß die Erfüllung der Torbedingungen für die Zweitore immer noch sichergestellt ist. Eine eingehende Überprüfung der $Z_{\mu 0}$ anhand der Darstellung in Bild 4.5 ergibt mit Hilfe der oben angegebenen Tabelle für den Grenzfall $\psi = 0$:

$$Z_{\mu 0}(0) = \infty \quad \text{für } \mu = 1, \dots, 5,$$

d.h., die zweite Bedingung von Kriterium 3.1 ist ebenfalls erfüllt. Eine weitere Überprüfung zeigt, daß in dem Filter nach Bild 4.4 für die Impedanzen $Z_{\mu II}$ zwischen allen Knoten und Masse $Z_{\mu II} = 0$ gilt; die in Kriterium 3.2 angegebene Bedingung ist also auch erfüllt.

4.2.2 Versteilerte Filter

Für den Entwurf von Filtern mit endlichen, von null verschiedenen Dämpfungsstellen (versteilerte Filter) müssen zunächst schwebende Elemente zugelassen werden. In einer Abzweigstruktur erhalten wir einen solchen Dämpfungsstellen entweder durch einen Parallelschwingkreis im Längszweig oder durch einen Serienschwingkreis im Querszweig. Letzterer läßt sich in eine Kettenschaltung eines Leitungselements mit einer Kapazität (siehe Tab. 4.1) transformieren, so daß auch hierfür nur geerdete Elemente benötigt werden. Darüber hinaus läßt sich zeigen, daß jede Reaktanzfunktion n -ten Grades durch eine Kettenschaltung von n (geerdeten) Leitungselementen realisierbar ist, wobei das Ende dieser Kette entweder kurzgeschlossen ist oder leerläuft, je nachdem, ob die Reaktanz eine Nullstelle oder einen Pol bei $\psi = 0$ hat (Richards-Transformation) [107]. Eine Reaktanz im Querszweig kann also durch eine Abzweigkette von Leitungselementen realisiert werden. Entsprechend der Terminologie für Mikrowellenfilter wollen wir diese Kette mit *Stichleitung* bezeichnen.

Mit Hilfe der Kuroda-Transformationen [96] und weiterer verwandter Netzwerkumformungen lassen sich ebenfalls Längsinduktiven und -kapazitäten durch Vertauschen mit Leitungselementen bzw. Gyroelementen in geerdete Kapazitäten und Induktivitäten im Querszweig umwandeln. Die wichtigsten dieser Netzwerktransformationen für Leitungselementfilter sind in Tab. 4.1 zusammengestellt. Der Entwurf einfacher versteilter Filter kann dann entsprechend dem folgenden Beispiel durchgeführt werden.

		$R_1' = R_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$
		$R_2' = R_1 \cdot R_2$
		$R_1' = R_1 \cdot R_2$ $R_2' = R_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$
		$Y = 1 + \frac{R_1}{R_2}$
		$R_1' = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ $R_2' = \frac{R_1^2}{R_1 + R_2}$
		$Y = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$
		$R_1' = R_1$ $R_2' = R_1^2 / R_2$ $Y = R_1 / R_2$
		$R_1' = R_1 + R_2$ $R_2' = R_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$

Tab. 4.1 Zusammenstellung wichtiger Netzwerktransformationen für Leitungselementfilter.

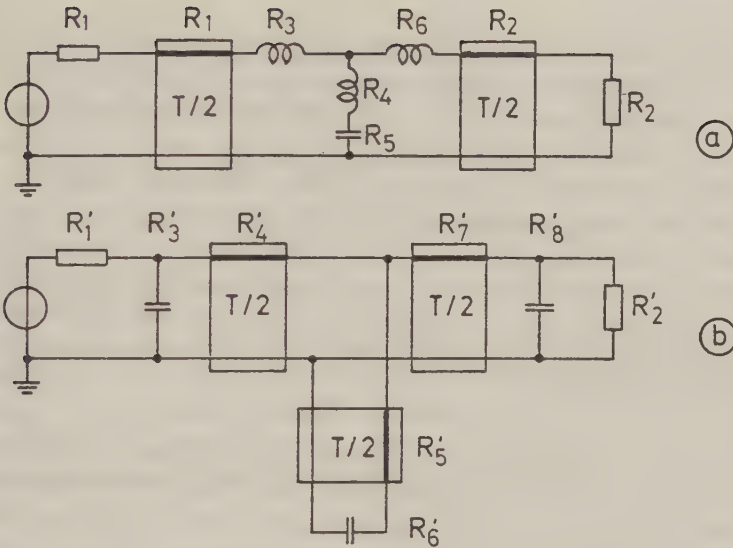


Bild 4.6 Zur Herleitung eines Referenzfilters mit geerdeten Elementen aus der in Bild 2.10(a) dargestellten Struktur:

- (a) Einsetzen von Leitungselementen,
- (b) Umwandlung der schwebenden Bauelemente in geerdete.

Wir betrachten hierzu den Tiefpaß 3.Ordnung (Bild 2.10(a)) aus Abschnitt 2.5. Wir schalten gemäß Bild 4.6(a) jeweils ein Leitungselement in Kette mit der widerstandsbehafteten Quelle (E, R_1) und mit dem Abschlußwiderstand R_2 , wobei die charakteristischen Widerstände der Leitungselemente gleich R_1 und R_2 sind. Hiedurch ändert sich das Dämpfungsverhalten des Filters nicht. Die Leitungselemente bewirken nur eine frequenzunabhängige Signalverzögerung. Im nächsten Schritt wenden wir die Kuroda-Transformation an und ersetzen den Serienresonanzkreis durch eine Stichleitung (siehe Tab.4.1). Wir erhalten dann die in Bild 4.6(b) dargestellte Struktur mit geerdeten Bauelementen. Ausgehend von den im Unterabschnitt 2.5.2 angegebenen Bauelementwerten erhalten wir nun für die Verhältnisse R'_1/R'_V die Werte

v	1	2	3	4	5	6	7	8
R'_1/R'_V	1,0	1,0	0,75055	0,24945	1,3642	1,0906	0,24945	0,7505

Solch ein Verfahren hat aber den entscheidenden Nachteil, daß die zusätzlichen Leitungselemente bzw. Gyroelemente nicht zur Filterwirkung beitragen, d.h., der Realisierungsaufwand steigt, ohne daß die Selektivität verbessert wird. Beziehen wir jedoch die Leitungselemente mit in die Filterberechnung ein, so erhalten wir eine wesentlich höhere Sperrdämpfung bei sonst gleichen Werten für die Grenz- und Sperrfrequenz sowie für die Welligkeit im Durchlaßbereich. Die Berechnung der Bauelemente kann mit Hilfe der Betriebsparametertheorie unter Berücksichtigung der besonderen Eigenschaften der Leitungselemente erfolgen [21,108 - 111].

Für den in Bild 4.6(b) dargestellten Tiefpaß 5. Ordnung erhalten wir dann eine Sperrdämpfung von 58,5 dB anstelle von 33,5 dB bei sonst gleichen Entwurfparametern (vgl. Unterabschnitt 2.5.2). Aus der Berechnung der Bauelementwerte ergeben sich für die Verhältnisse R'_1/R'_V die folgenden Werte:

v	1	2	3	4	5	6	7	8
R'_1/R'_V	1,0	1,0	3,5631	0,31733	2,7376	2,2815	0,31733	3,5631

Die Berechnungen wurden mit dem Programm DONES [112] durchgeführt, einer Kleinrechnerversion der Verfahren zur Synthese von Filtern in Abzweigstruktur [109,110].

4.2.3 Herleitung geeigneter Leitungselementstrukturen mit Hilfe der Wellenparametertheorie

Verfahren zur Berechnung von Leitungselementfiltern mit Hilfe der Wellenparametertheorie sind in [21,113,114] angegeben. Wir wollen hier auf eine solche Berechnung nicht näher eingehen, sondern wir beschränken uns darauf, die Wellenparametertheorie für die Herleitung geeigneter Abzweigstrukturen für VIS-SC-Filter zu verwenden. Für die Realisierung von Tiefpässen sind in [21] bereits solche Strukturen mit ausschließlich geordneten Elementen angegeben. Wir wollen zunächst die Ergebnisse rekapitulieren und die Methoden auf Hochpässe und Bandpässe erweitern.

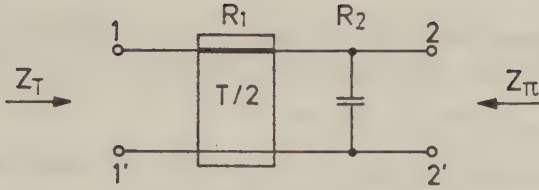


Bild 4.7 Tiefpaß - Leitungselementhalbglied.

4.2.3.1 Tiefpässe

Bild 4.7 zeigt das in [21] vorgestellte Tiefpaß-Leitungselementhalbglied. Wir bezeichnen die Wellenwiderstände an Tor 1 und 2 mit Z_{O1} und Z_{O2} , die Impedanzparameter des Zweitorts mit Z_{ik} und die Admittanzparameter mit Y_{ik} ($i, k = 1, 2$). Wir erhalten für dieses Tiefpaßhalbglied in Abhängigkeit der Bauelementwerte im ψ -Bereich

$$Z_{O1} = \sqrt{\frac{Z_{11}}{Y_{11}}} = R_1 \sqrt{\frac{R_2/R_1 - \varphi^2}{R_2/R_1 + 1}}, \quad (4.1)$$

$$Z_{O2} = \sqrt{\frac{Z_{22}}{Y_{22}}} = R_1 \sqrt{\frac{1}{(R_2/R_1 + 1)(R_2/R_1 - \varphi^2)}} \quad (4.2)$$

und

$$\frac{1}{Z_{11} Y_{11}} = \frac{-\varphi^2 (1 + R_2/R_1)}{R_2/R_1 - \varphi^2}. \quad (4.3)$$

Mit den Substitutionen

$$\varphi_g = \sqrt{R_2/R_1} \quad \text{und} \quad R_0 = R_1 / \sqrt{1 + \varphi_g^2} \quad (4.4a, b)$$

wird aus (4.1) und (4.2)

$$Z_{O1} = R_0 \sqrt{\varphi_g^2 - \varphi^2}, \quad Z_{O2} = R_0 / \sqrt{\varphi_g^2 - \varphi^2}. \quad (4.5a, b)$$

Die Größe φ_g ist die Grenzfrequenz des Tiefpasses im ψ -Bereich und R_0 eine widerstandsbehaftete Konstante. Der Zusammenhang zwischen φ_g und f_g ist durch (2.14) gegeben. Aus (4.4a) folgt, daß das Bauelementverhältnis R_2/R_1 auch bei Leitungselementfiltern quadratisch mit φ_g wächst bzw. fällt. Die beiden Gleichungen

(4.5a,b) sind identisch mit den Wellenparametern Z_T und Z_Π eines Tiefpaß-Grundhalbgliedes im ψ -Bereich (z.B. [115, 116]):

$$Z_{O1} = Z_T, \quad Z_{O2} = Z_\Pi. \quad (4.6a,b)$$

Für das Wellenübertragungsmaß Γ_W eines Leitungselementvollgliedes erhalten wir dann die Beziehung

$$\tanh \Gamma_W/2 = \sqrt{1/Z_{11} Y_{11}} = j k \varphi / \sqrt{\varphi_g^2 - \varphi^2}, \quad (4.7)$$

$$\text{mit} \quad k = \sqrt{1 + R_2/R_1} > 1. \quad (4.8)$$

Eine Normierung der Frequenz φ auf die Grenzfrequenz φ_g ,

$$\phi = \varphi / \varphi_g, \quad (4.9)$$

führt schließlich zu

$$e^{\Gamma_W} = \frac{\sqrt{1 - \phi^2} + j k \phi}{\sqrt{1 - \phi^2} - j k \phi}. \quad (4.10)$$

Für $k \rightarrow 1$, d.h. für $R_2 \rightarrow 0$, $\varphi_g \rightarrow 0$, geht (4.10) über in das Wellenübertragungsmaß Γ_W eines Tiefpaßgrundvollgliedes. Aber auch für $k > 1$ bleibt die Eigenschaft

$$|e^{\Gamma_W}| = 1 \quad \text{für} \quad |\phi| \leq 1$$

bestehen, d.h., die Wellendämpfung $A_W = \text{Re } \Gamma_W$ ist null, wenn $|\varphi| \leq \varphi_g$ ist. Für $|\phi| > 1$ ist jedoch die Wellendämpfung des Leitungselementvollgliedes geringer als die eines Grundvollgliedes. In Bild 4.8 ist der Verlauf der Wellendämpfung A'_W in dB für verschiedene Werte von k über der normierten Frequenz ϕ aufgetragen ($A'_W = 20 A_W / \ln 10$). Da die Filterungseigenschaften der Leitungselemente zumindest bei höheren Grenzfrequenzen (größeres k) nur mäßig sind, sollte die Zahl der Leitungselementhalbglieder so gering wie möglich gehalten werden. Die Zahl sollte daher höchstens so groß sein, daß alle Längsinduktivitäten der Grundhalbglieder (Bild 4.9(a)) oder M-Halbglieder [115] (Bild 4.9(b)) mit Hilfe der in Tab. 4.1 angegebenen Netzwerktransformationen in geordnete Querkapazitäten umgewandelt werden können.

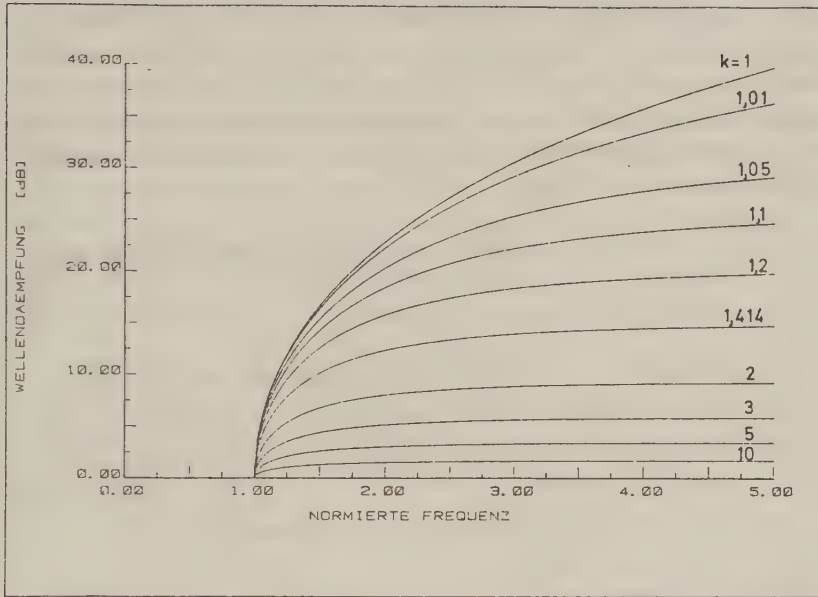


Bild 4.8 Wellendämpfung in dB eines Tiefpaß-Leitungselementvollglieds in Abhängigkeit der normierten Frequenz für verschiedene Werte von k .

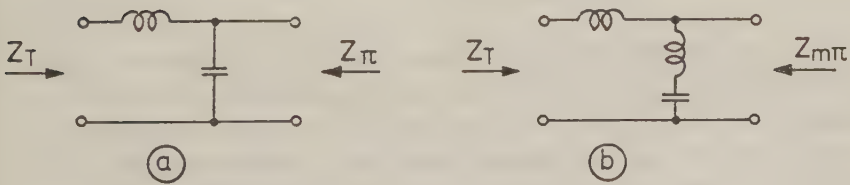


Bild 4.9 (a) Das Tiefpaß-Grundhalbglied,
(b) das für den Entwurf von Leitungselementfiltern mit geordneten Elementen geeignete Tiefpaß-M-Halbglied.

Die Kombination von Tiefpaßgrundvollgliedern mit Tiefpaß-Leitungselementvollgliedern führt nach der Kuroda-Transformation auf die in Bild 4.2 angegebenen Struktur. An den Abschlüssen können sowohl Leitungselementhalbglieder als auch Grundhalbglieder eingesetzt werden, letztere jedoch nur dann, wenn die Schaltung mit einer Querkapazität beginnt oder endet; ansonsten

können die jeweiligen Längsinduktivitäten nicht transformiert werden. Werden Tiefpaß-M-Vollglieder und Tiefpaß-Leitungselementvollglieder abwechselnd kaskadiert, so erhält man eine Struktur entsprechend Bild 4.10(a), wobei an den Abschlüssen Leitungselementhalbglieder verwendet werden. Nach den Kuroda- und Richards-Transformationen sind nur noch geerdete Elemente vorhanden (Bild 4.10(b)).

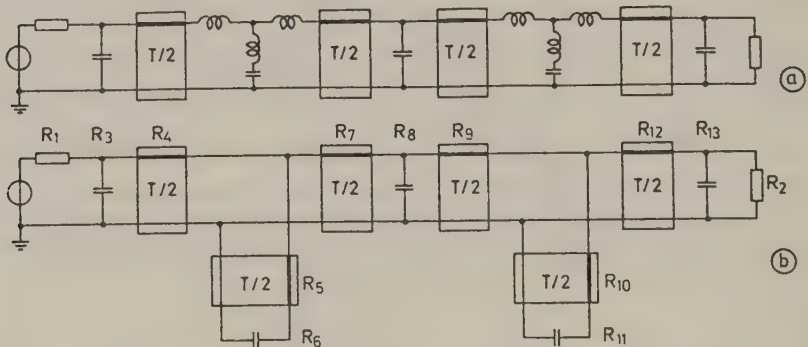


Bild 4.10 Entwurf eines Leitungselement-Tiefpasses 9. Ordnung:

- (a) Kaskadierung von M-Vollgliedern mit Leitungselement-Halb- und -Vollgliedern,
- (b) endgültige Struktur nach Kuroda- und Richards-Transformationen.

Aus diesen Überlegungen können wir für Tiefpässe mit geerdeten Elementen die Minimalzahl der erforderlichen Leitungselemente im Hauptpfad (d.h. ohne Stichleitungen) einer Abzweigstruktur herleiten. Sei n_G die Zahl der Grundhalbglieder und n_M die Zahl der M-Halbglieder. Dann ist die Minimalanzahl n_L der erforderlichen Leitungselemente im Hauptpfad gegeben durch

$$n_L = n_G + n_M. \quad (4.11)$$

In diesem Fall erhält man für den Filtergrad

$$\text{Grad } g = 2(n_G + n_M) + 1 \quad \text{für } n_G + n_M \geq 1, \quad (4.12)$$

wobei g das charakteristische Nennerpolynom der Streumatrix eines verlustfreien Zweitorts ist [117]. Anstelle von (4.11) kann n_L auch in Abhängigkeit der Dämpfungspole angegeben werden. Sei

n_S die Zahl der von null verschiedenen endlichen Dämpfungspole und sei n_∞ die Zahl der Pole bei $\psi = \infty$. Dann gilt

$$n_L = 2 n_S + n_\infty - 1 \quad \text{für } n_\infty \geq 1. \quad (4.13)$$

Diese Gleichung folgt unmittelbar aus (4.11), wenn man berücksichtigt, daß $n_S = n_M/2$ ist (n_M ist stets gerade), daß eine Kette aus Tiefpaß-M-Gliedern einen einfachen Pol bei $\psi = \infty$ erzeugt, und daß sich durch jedes zusätzliche Tiefpaß-Grundhalbglied ein weiterer Pol bei unendlich ergibt.

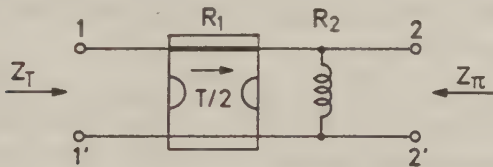


Bild 4.11 Hochpaß - Leitungselementhalbglied

4.2.3.2 Hochpässe

In Bild 4.11 ist ein Hochpaß-Leitungselementhalbglied dargestellt. Wir erhalten für dieses Zweitor die Wellenwiderstände

$$Z_{O1} = \frac{R_1}{j\varphi} \sqrt{\frac{R_1/R_2 - \varphi^2}{1 + R_1/R_2}}, \quad Z_{O2} = \frac{j\varphi R_1}{\sqrt{1 + R_1/R_2}} \frac{1}{\sqrt{R_1/R_2 - \varphi^2}}. \quad (4.14a,b)$$

Die Grenzfrequenz φ_g ist jetzt gegeben durch

$$\varphi_g = \sqrt{R_1/R_2} \quad (4.15)$$

während (4.4b) gültig bleibt. Das Einsetzen der Größen φ_g und R_0 in (4.14a,b) ergibt

$$Z_{O1} = \frac{R_0}{j\varphi} \sqrt{\varphi_g^2 - \varphi^2}, \quad \text{und} \quad Z_{O2} = \frac{R_0 j\varphi}{\sqrt{\varphi_g^2 - \varphi^2}}. \quad (4.16a,b)$$

Wir erkennen, daß auch die Wellenwiderstände Z_{O1} und Z_{O2} den Wellenparametern Z_T und Z_Π eines Hochpaß-Grundhalbgliedes (Bild 4.12(a)) entsprechen [115]. Mit (4.15) erhalten wir für

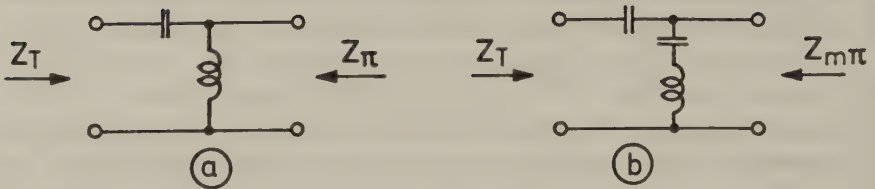


Bild 4.12 (a) Das Hochpaß-Grundhalbglied,

(b) das für den Entwurf von Leitungselementfiltern mit geerdeten Elementen geeignete Hochpaß-M-Halbglied.

das Wellenübertragungsmaß Γ_W eines (reziproken!) Hochpaß-Leitungselementvollgliedes

$$\tanh \Gamma_W / 2 = \sqrt{1 + \varphi_g^2} / \sqrt{\varphi_g^2 - \varphi^2}, \quad (4.17)$$

woraus mit der Frequenznormierung $j\phi = \varphi_g / j\varphi$ [115] und (4.8) ebenfalls die Gleichung (4.10) folgt. Auch hier gilt, daß für wachsendes k (kleiner werdende Grenzfrequenz φ_g) die Filterwirkung schlechter wird, d.h., die Aussagen, die im letzten Abschnitt über Tiefpässe gemacht worden sind, gelten entsprechend auch hier.

Die Kombination von Hochpaß-Leitungselementvollgliedern mit Hochpaß-Grundvollgliedern führt auf die in Bild 4.3 angegebene Struktur. Bei einer Kombination mit den geeigneten Hochpaß-M-Vollgliedern (das entsprechende Halbglied ist in Bild 4.12(b) dargestellt) erhalten wir eine ähnliche Struktur wie in Bild 4.10(b), nur daß anstelle der Leitungselemente im Hauptpfad jetzt Gyroelemente und anstelle der Querkapazitäten jetzt Querinduktivitäten eingesetzt werden. Die Stichleitungen können unverändert bleiben. Man kann jedoch auch die Leitungselemente und Kapazitäten in den Stichleitungen ebenfalls durch Gyroelemente und Induktivitäten ersetzen. Bild 4.13 zeigt einen Ausschnitt aus einer solchen Struktur. Dies ist häufig günstiger, da jetzt in dem gesamten Filter nur noch zwei Bauelementtypen vorhanden sind (von den Abschlußwiderständen einmal abgesehen). Man erhält dann für die SC-Realisierung eine höhere Modularität, die sich besonders bei einer Integration günstig auswirkt (Standardzellenverfahren). Die Zahl der erforderlichen

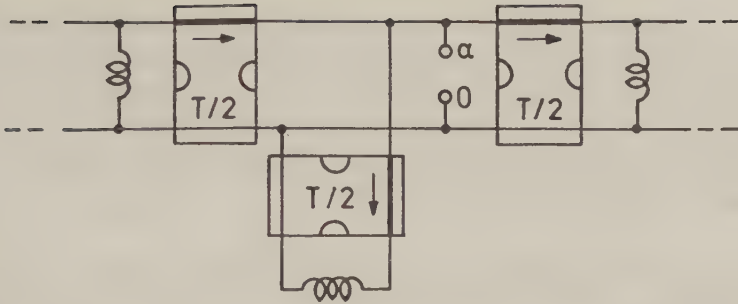


Bild 4.13 Ausschnitt aus der Referenzfilterstruktur eines verteilten Hochpasses.

Gyroelemente im Hauptpfad ist weiterhin durch (4.11) gegeben, in (4.13) muß allerdings n_{∞} durch die Zahl der Pole bei $\psi = 0$ ersetzt werden. Wir wollen diese Zahl mit n_0 bezeichnen. Es gilt dann

$$n_L = 2 n_S + n_0 - 1 \quad \text{für } n_0 \geq 1 \quad . \quad (4.18)$$

Eine detaillierte Überprüfung der notwendigen Voraussetzungen hinsichtlich der Funktionsfähigkeit zeigt jedoch, daß weder die in Kriterium 3.2 noch die zweite in Kriterium 3.1 angegebenen Bedingungen erfüllt sind. Die Impedanz $Z_{\alpha\Pi}(\psi)$ zwischen den Knoten α und 0 (s. Bild 4.13) weist einen Pol bei $\psi = 0$ auf, während dort die Schleifenimpedanzen $Z_{\mu 0}(\psi)$, die die Induktivitäten mit den Gyroelementen bilden, eine Nullstelle bei null besitzen. Abhilfe kann dadurch geschaffen werden, daß zwischen die Klemmen α und 0 eine Induktivität oder ein Widerstand mit großem Bauelementwert (kleiner Kapazitätswert) geschaltet wird. Dieser Wert darf jedoch auch nicht zu groß sein, da sonst wegen (2.15a,b) die Spannungen $|V_a|$ und $|V_b|$ über dem zugehörigen SC-Baustein ebenfalls zu groß sind. Ein Nachteil dieser Methode ist, daß für das zusätzliche Bauelement ein weiterer Spannungsumkehrschalter erforderlich ist. Ferner wird bei Verwendung einer Induktivität die Dämpfung im Sperrbereich verschlechtert, während der Einfluß auf die Dämpfungscharakteristik im Durchlaßbereich gering bleibt. Ein Widerstand hingegen übt einen großen Einfluß auf die Durchlaßdämpfung aus. Bei Verwendung eines Widerstan-

des kann jedoch auf den zusätzlichen Spannungsumkehrschalter verzichtet werden. Die daraus resultierenden Abweichungen sind ebenfalls resistiver Natur und unterstützen gegebenenfalls noch die Wirkung des Widerstandes. Im Unterabschnitt 4.3.4.3 soll diese Maßnahme am Beispiel eines versteilerten Hochpasses 5. Ordnung numerisch untersucht werden.

An dieser Stelle sei noch einmal darauf hingewiesen, daß aufgrund sonstiger Nichtidealitäten wie parasitäre Kapazitäten und endliche Leerlaufverstärkung der Operationsverstärker die Schaltung durchaus funktionsfähig sein kann. So wird bei einem realen SC-Netzwerk weder $Z_{aII}(0) = \infty$ noch $Z_{\mu O}(0) = 0$ sein. Es ist daher in einem konkreten Fall zu überprüfen, ob unter Berücksichtigung der nichtidealen Verhältnisse zusätzliche Maßnahmen zur Herabsetzung des durch die Ladungseinstreuung verursachten Gleichspannungspegels notwendig sind oder nicht (siehe Unterabschnitt 4.3.4.3).

4.2.3.3 Bandpässe

Für die Herleitung eines Bandpaß-Leitungselementhalbgliebes liegt es zunächst nahe, wie bei LC-Filtern das Tiefpaß- und das Hochpaß-Leitungselementhalbglied (Bild 4.7, 4.11) miteinander zu kombinieren. Ein solches Zweitor ist in Bild 4.14 dargestellt.

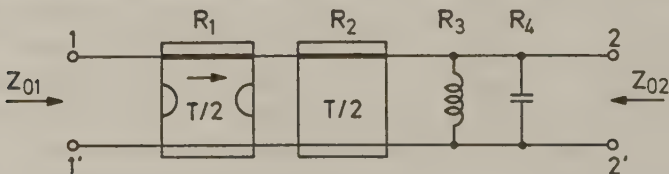


Bild 4.14 Bandpaß - Leitungselementhalbglied

Eine Kaskadierung der zugehörigen Vollglieder mit den Bandpaß-Grundvollgliedern ergibt nach der Kuroda-Transformation die in Bild 4.4 angegebene Struktur. Eine umfangreiche Rechnung zeigt jedoch, daß für dieses Bandpaß-Leitungselementhalbglied die Wellenwiderstände Z_{01} und Z_{02} nur dann mit Z_T und Z_{II} eines frequenz-reziproken Bandpasses (im ω -Bereich!) übereinstimmen, wenn zusätzlich die geometrische Bandmittenfrequenz $\omega_0 = 1$ ist. In die-

sem Fall folgt $R_1 = R_2$ und $R_3 = R_4$. Für das SC-Filter ergibt sich aus der Frequenzreziprozität im ϕ -Bereich gegenüber $\phi_0 = 1$ eine *Frequenzsymmetrie* im gewöhnlichen Frequenzbereich gegenüber $F/4$ (F = Betriebsrate des Filters). Ein solcher frequenzsymmetrischer SC-Bandpaß kann aber mit Hilfe geeigneter Frequenztransformationen mit wesentlich geringerem Rechenaufwand aus einem Tiefpaß oder Hochpaß entworfen werden [118].

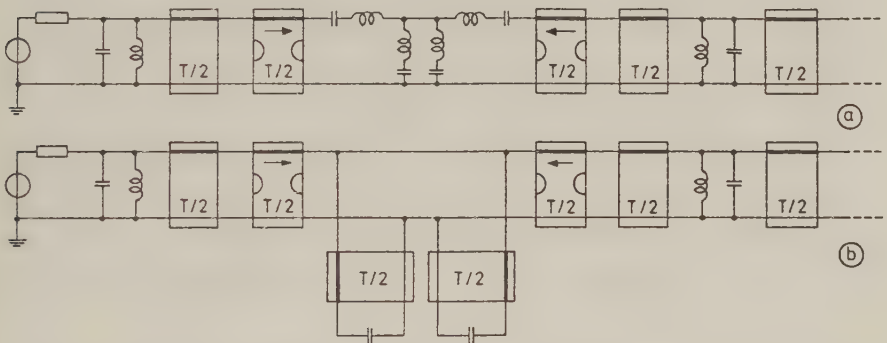


Bild 4.15 (a) Kombination der Bandpaß - Leitungselementglieder mit Bandpaß-M-Gliedern,

(b) Transformation in eine Struktur mit geerdeten Bauelementen.

Kombinieren wir die Bandpaß-Leitungselementvollglieder mit Bandpaß-M-Vollgliedern, so erhalten wir die in Bild 4.15(a) dargestellte Struktur, die ebenfalls durch Netzwerktransformationen geeignet umgeformt werden kann (Bild 4.15(b)). Auch hier ist eine Berechnung mit Hilfe der Wellenparametertheorie nur für den oben angegebenen Sonderfall möglich. Bei solchen Strukturen ist die Zahl der Dämpfungspole im unteren Sperrbereich gleich derjenigen im oberen. Ferner ist die Zahl der Pole bei null gleich der Zahl der Pole bei unendlich. Die Zahl der Leitungselemente (einschließlich Gyroelemente) im Hauptpfad ist dann gegeben durch

$$n_L = 2 n_S + n_0 + n_\infty - 2 \quad \text{für } n_0 \geq 1, n_\infty \geq 1. \quad (4.19)$$

Eine Überprüfung der Funktionsfähigkeitsbedingungen aus den Kriterien 3.1 und 3.2 zeigt, daß auch bei diesen Strukturen die

gleichen Maßnahmen wie bei verstellerten Hochpässen getroffen werden müssen.

Häufig bestehen für die beiden Sperrbereiche unterschiedliche Dämpfungsforderungen. In vielen Fällen wird daher die erforderliche Zahl der Dämpfungspole in diesen Bereichen nicht gleich sein. Bei Wellenparameter-Bandpässen benutzt man dann sogenannte *Bandpaß-Nebenglieder* [115], die ebenfalls mit passenden Leitungselementgliedern kombiniert werden können. Zwei solche für unsere Zwecke geeignete Bandpaß-Nebenglieder sind in Bild 4.16(a) und (b) dargestellt. Das erste (Bild 4.16(a))

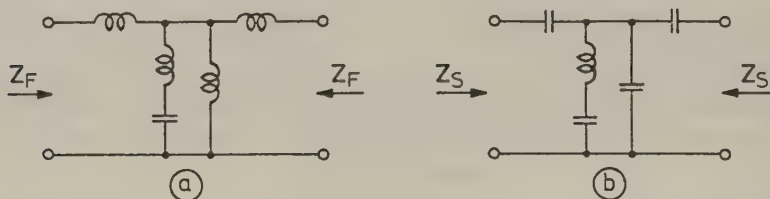


Bild 4.16 Bandpaß-Nebenglieder für Dämpfungspole im oberen (a) und unteren (b) Sperrbereich.

dient zur Erzeugung eines Pols im oberen Sperrbereich, das zweite (Bild 4.16(b)) wird für einen Pol im unteren Sperrbereich benötigt. Diese Nebenglieder besitzen die *Nebenwellenwiderstände* Z_F und Z_S [115]. Beide sind wie die Wellenwiderstände der übrigen Glieder im Durchlaßbereich reell und außerhalb imaginär, jedoch fällt Z_F von ∞ nach 0 ab, während Z_S von 0 auf ∞ steigt. Sie sind daher zur Anpassung an die Abschlußwiderstände ungeeignet. Wir benötigen daher für die Abschlüsse sowie für die Kombination der beiden in Bild 4.16 dargestellten Nebenglieder Leitungselementhalbglie der, die auf der einen Seite den Wellenwiderstand Z_F oder Z_S und auf der anderen Seite den Bandpaß-Wellenwiderstand Z_{II} oder Z_T besitzen. Gleichzeitig sollen die Leitungselementhalbglie der so beschaffen sein, daß die schwebenden Elemente mit Hilfe der Kuroda-Transformation in geerdete umgeformt werden können.

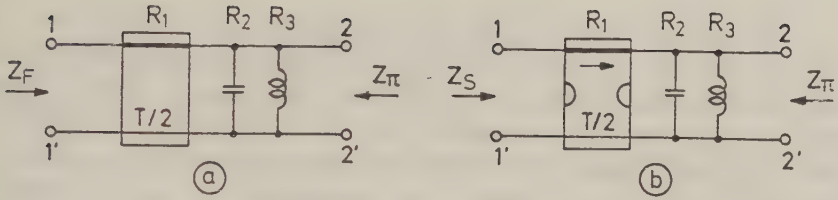


Bild 4.17 Bandpaß - Leitungselementhalbglieder mit den Nebenwellenwiderständen Z_F (a) und Z_S (b) an Tor 1 und dem Bandpaß-Wellenwiderstand Z_Π an Tor 2.

Zwei geeignete Leitungselementhalbglieder sind in Bild 4.17 gezeigt. Sie besitzen auf der "Leitungselementseite" den Wellenwiderstand Z_F (Bild 4.17(a), siehe auch [114]) bzw. Z_S (Bild 4.17(b)) und auf der anderen Seite den Wellenwiderstand Z_Π . Wir erhalten mit den Bandpaßgrenzfrequenzen φ_{g1} und φ_{g2} die Wellenwiderstände

$$Z_F = \frac{j\varphi R_1}{\sqrt{1 + R_2/R_1}} \sqrt{\frac{\varphi_{g2}^2 - \varphi^2}{\varphi_{g1}^2 - \varphi^2}}, \quad (4.20)$$

$$Z_S = j\varphi R_1 \sqrt{1 + R_2/R_1} \sqrt{\frac{\varphi_{g1}^2 - \varphi^2}{\varphi_{g2}^2 - \varphi^2}}, \quad (4.21)$$

$$Z_\Pi = \frac{j\varphi R_2}{\sqrt{1 + R_2/R_1}} \sqrt{(\varphi_{g2}^2 - \varphi^2)(\varphi_{g1}^2 - \varphi^2)}. \quad (4.22)$$

Der Zusammenhang zwischen der unteren und oberen Grenzfrequenz (φ_{g1} und φ_{g2}) und den Bauelementwerten ist durch

$$\varphi_{g1} = R_2/R_1 + R_2/R_3 \text{ und } \varphi_{g2} = R_1 R_2 / [R_3 (R_1 + R_2)] \quad (4.23a,b)$$

gegeben. Für die Wellenübertragungsmaße Γ_{WF} und Γ_{WS} der zu den Halbgliedern nach Bild 4.17(a) und (b) gehörenden Leitungselementvollglieder erhalten wir

$$\tanh \Gamma_{WF}/2 = \sqrt{\frac{\varphi_{g2}^2 - \varphi^2}{\varphi_{g1}^2 - \varphi^2}} \quad \tanh \Gamma_{WS}/2 = \sqrt{\frac{\varphi_{g1}^2 - \varphi^2}{\varphi_{g2}^2 - \varphi^2}}. \quad (4.24a,b)$$

Wir kombinieren nun die Bandpaß-Nebenglieder nach Bild 4.16(a) und (b) mit den zugehörigen Leitungselementhalbgliedern nach Bild 4.17(a) und (b) und erhalten somit die in Bild 4.18(a) und (c) dargestellten *Bandpaßzellen*, die beidseitig den Bandpaß-Wellenwiderstand Z_{II} besitzen. Nach den entsprechenden Netzwerktransformationen ergeben sich daraus die für unsere Zwecke geeigneten Bandpaßzellen mit geerdeten Elementen und zwei idealen Überträgern mit den Übersetzungsverhältnissen $\gamma:1$ und $1:\gamma$ (Bild 4.18(b) und (d)). Multiplizieren wir nun noch alle Bauelementwerte mit γ^2 , so fallen diese Überträger weg. Da die beiden Zellen den gleichen Wellenwiderstand Z_{II} haben, können diese in *beliebiger* Reihenfolge den Anforderungen entsprechend in Kette geschaltet werden. Die Berechnung der Bauelementwerte der in den Bildern 4.16 und 4.17 angegebenen Gliedern kann unter Berücksichtigung der Wellenübertragungsmaße Γ_{WF} und Γ_{WS} (Gln. 4.24a,b)) nach den bekannten Verfahren der Wellenparametertheorie erfolgen [115]. Wir wollen jedoch im Rahmen dieser Arbeit nicht näher darauf eingehen.

Entsprechend der Lage der Dämpfungspole wollen wir die Bandpaßzellen nach Bild 4.18(b) und (d) mit Zelle O und Zelle U bezeichnen. Wird in der Zelle O die Stichleitung durch eine Querkapazität ersetzt, so wird anstelle des Pols im oberen Sperrbereich ein zusätzlicher zweifacher Pol bei unendlich erzeugt. Ähnliches gilt für die Zelle U, wenn die Stichleitung durch eine Querinduktivität ersetzt wird. Dann entsteht durch diese Zelle ein zusätzlicher zweifacher Pol bei null. Da jede Zelle zwei Leitungselemente im Hauptpfad besitzt, ist die Gesamtzahl n_L immer noch durch (4.19) gegeben.

Ein Überprüfung der Zelle U zeigt auch hier, daß die in den Kriterien 3.1 und 3.2 angegebenen notwendigen Funktionsfähigkeitsbedingungen hinsichtlich der Ladungseinstreuung bei sonst idealen Verhältnissen nicht erfüllt sind, so daß auch bei dieser Schaltung gegebenenfalls zusätzliche Maßnahmen zur Begrenzung der Ladungsakkumulation erforderlich sind. Falls jedoch die Dämpfungsanforderungen im unteren Sperrbereich gering sind,

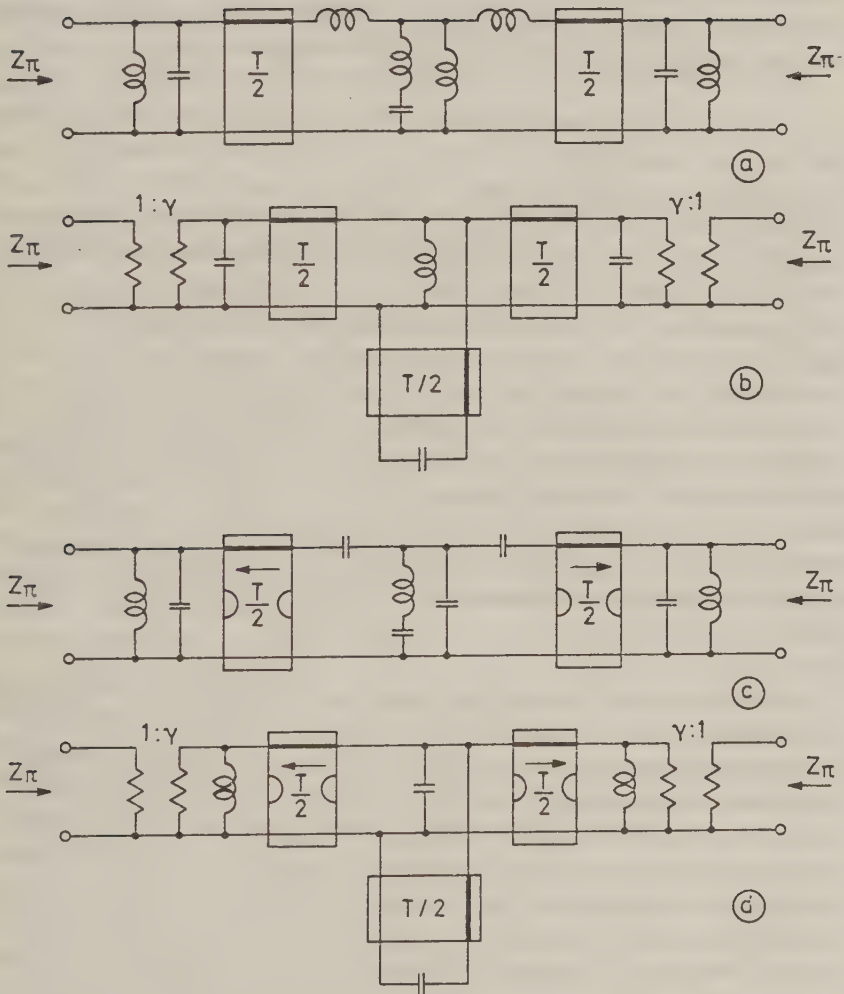


Bild 4.18 Kombination der Bandpaß-Nebenglieder nach Bild 4.16 mit den Leitungselementhalbgliedern nach Bild 4.17:

- (a) Bandpaßzelle mit Dämpfungspol im oberen Sperrbereich und
- (b) Umwandlung in eine Struktur mit geerdeten Elementen,
- (c) Bandpaßzelle mit Dämpfungspol im unteren Sperrbereich und
- (d) Umwandlung in eine Struktur mit geerdeten Elementen.

kann die Stichleitung in dieser Zelle unter Umständen durch eine Querinduktivität ersetzt werden. In diesem Fall sind die Bedingungen nach den Kriterien 3.1 und 3.2 erfüllt.

Ähnliche Probleme entstehen bei einer Kettenschaltung der Zelle O mit einer Zelle U, aber auch bei einer Kaskadierung mehrerer Zellen vom Typ O. Zwar ist die Bedingung nach Kriterium 3.2 bei dieser Zelle erfüllt, jedoch nicht die zweite Bedingung aus Kriterium 3.1 bezüglich der Querinduktivität. Es ist leicht zu erkennen, daß in solch einem Fall die Impedanzen $Z_{\mu O}(\psi)$ an den Fußpunkten der Querinduktivitäten jeweils eine Nullstelle bei $\psi = 0$ besitzen. Enthält der Bandpaß mindestens eine Zelle vom Typ U, so können durch Netzwerktransformationen alle Querinduktivitäten der Zellen vom Typ O mit den Querinduktivitäten der Zelle(n) vom Typ U zusammengefaßt werden. Hierdurch wird erreicht, daß nur noch bei den Typ U - Zellen Maßnahmen für die Funktionsfähigkeit ergriffen werden müssen. Enthält der Bandpaß nur Typ O - Zellen, so können alle Querinduktivitäten zu einer einzigen zusammengefaßt werden, wodurch die zweite Bedingung nach Kriterium 3.1 erfüllt wird.

Obwohl hinsichtlich der Querkapazitäten keine Realisierungsprobleme bestehen, empfiehlt es sich, auch diese durch Netzwerktransformationen soweit wie möglich mit anderen zusammenzufassen, da jede zusätzliche Querkapazität in der SC-Realisierung auch einen zusätzlichen Spannungsumkehrschalter benötigt. Durch solche Transformationen können sich die Bauelementwertverhältnisse sowie die Spannungs- und Stromverteilungen sehr verschlechtern. Nun existiert eine große Anzahl unterschiedlicher Möglichkeiten, die Bandpaßzellen zu kaskadieren. Ist k die Anzahl der Zellen, so ist $k!$ die Anzahl verschiedener Anordnungen. Zu jeder dieser Anordnungen gibt es eine Vielzahl von Möglichkeiten, Querkapazitäten und -induktivitäten zusammenzufassen. Darüber hinaus können benachbarte Gyroelemente und Leitungselemente gegenseitig vertauscht werden. Aus dieser Vielzahl der möglichen Anordnungen sollte diejenige herausgesucht werden, bei der die Bauelementwerte möglichst wenig streuen und bei der die Spannungs- und Stromverteilungen in

dem Netzwerk möglichst gleichförmig sind. In der zugehörigen VIS-SC-Realisierung kann gegebenenfalls die Streuung der Kapazitätswerte sowie die Spannungsverteilung mit Methoden der Kapazitäts- und Spannungsskalierung weiter verbessert werden [119].

4.3 Elimination der Einflüsse von Bodenparasitäten mit Hilfe geeigneter Spannungsumkehrverfahren

4.3.1 SC-Netzwerkblöcke für Leitungselementfilter mit ausschließlich geerdeten Elementen

Wie wir in Abschnitt 2.10 gesehen haben, können SC-Netzwerke, die von Leitungselementstrukturen hergeleitet sind, in einzelne Netzwerkblöcke zerlegt werden. Der Spannungsumkehrvorgang in einem Netzwerkblock wird nicht durch denjenigen in einem anderen Block beeinflusst. Bei Leitungselementfiltern mit ausschließlich geerdeten Elementen sind in den Netzwerkblöcken alle SC-Bausteine direkt oder über Spannungsumkehrschalter geerdet. Wir erhalten also ein der Realisierung eines Paralleladaptors ähnliches SC-Netzwerk (vgl. Abschnitt 2.11, Bild 2.28(b)). Für die Realisierung der Induktivitäten und der Gyroelemente wird anstelle der Umpolung des zugehörigen Kondensators nach Abschluß der Spannungsumkehr die auf ihm gespeicherte Ladung in einem *zusätzlichen* Umkehrvorgang invertiert. Ein Beispiel für einen solchen Netzwerkblock ist in Bild 4.19(b) angegeben. Dieser Block entspricht einem Ausschnitt aus einer Bandpaßzelle (Bild 4.19(a)). In den Schaltphasen 1 und 2 (Bild 4.19(c)) wird die Spannungsumkehr durchgeführt, und in den anschließenden Phasen 3 und 4 erfolgt die Invertierung der Ladung auf C_2 . Wir wollen zunächst von dieser zusätzlichen Ladungsinvertierung absehen und nur den eigentlichen Spannungsumkehrvorgang betrachten. Obwohl für die im letzten Abschnitt hergeleiteten Strukturen die Zahl der SC-Bausteine (ohne Spannungsumkehrschalter) in einem Block nicht größer als vier ist, wollen wir uns im folgenden nicht auf diese Maximalzahl beschränken. In den nächsten Unterabschnitten werden deshalb für die Anordnung gemäß Bild 2.28(b) verschiedene Spannungsumkehrverfahren angegeben, mit deren Hilfe die Einflüsse der Bodenparasitäten eliminiert oder zumindest fast eliminiert werden.

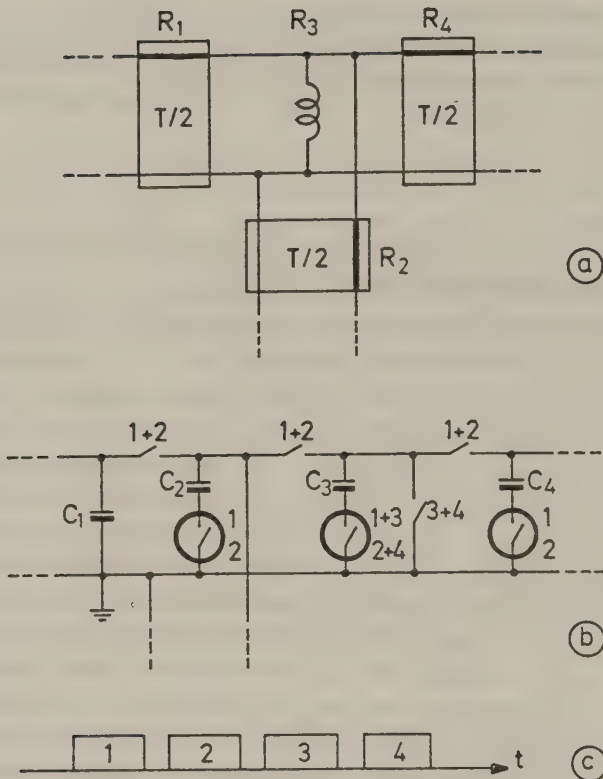


Bild 4.19 (a) Ausschnitt aus der Bandpaßzelle nach Bild 4.18(b),
 (b) zugehörige SC-Realisierung mit geerdeten Spannungsumkehrschaltern,
 (c) Diagramm für die Schaltersteuerung.

4.3.2 Realisierung eines Netzwerkblocks mit modifizierten Spannungsumkehrschaltern

Wir wollen zunächst einmal annehmen, daß der in Bild 2.28(b) dargestellte Netzwerkblock mit Spannungsumkehrschaltern nach Bild 2.6(a) realisiert ist. Falls der Hilfskondensator C_H in solch einem Spannungsumkehrschalter so eingesetzt ist, daß dessen Bodenelektrode zwischen dem Verstärkerausgang und Masse hin und her geschaltet wird, so beeinflusst die Bodenparasität dieses Kondensators den Spannungsumkehrvorgang nicht. In der Registrier-

phase (Schalter 2 geschlossen) werden die Deckelektroden der Kondensatoren C_μ miteinander verbunden (siehe Bild 2.28(b)), so daß Ladungen auf die zugehörigen Bodenparasitäten fließen, was zu einer Verfälschung der zu registrierenden Spannungen führt. Durch Verwendung von Operationsverstärkern statt Spannungsfolgern und durch eine geringfügige Modifizierung der Schaltung nach Bild 2.6(a) kann dieser Einfluß eliminiert werden. Die resultierende Schaltung des Netzwerkblocks ist in Bild 4.20 gezeigt. Die Spannungen über den $m-1$ Spannungsumkehrschaltern

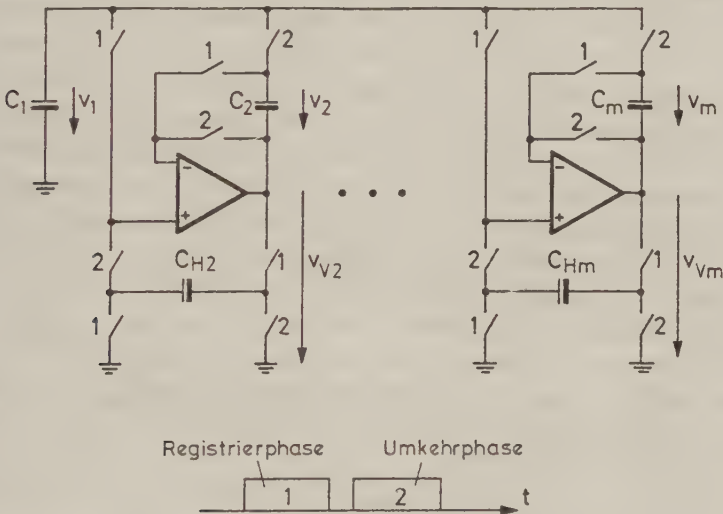


Bild 4.20 Ein Netzwerkblock mit modifizierten Spannungsumkehrschaltern und das zugehörige Diagramm für die Schaltersteuerung.

sind jetzt von 2 bis m durchnummeriert. Auch bei dieser Schaltung werden in der Registrierphase (Schalter 1 geschlossen) die Spannungen $v_{V\mu} = v_{V\mu b}$ (für $\mu = 2, \dots, m$) zwischen den unteren Elektroden der Kondensatoren C_μ und Masse registriert und auf $C_{H\mu}$ abgespeichert, jedoch wird jetzt verhindert, daß Ladungen von den Kondensatoren C_μ auf die Bodenparasitäten fließen. Ebenso werden in der Umkehrphase die invertierten Spannungen $v_{V\mu} = v_{V\mu a} = -v_{V\mu b}$ ($\mu = 2, \dots, m$) an den unteren Elektroden der Kondensatoren C_μ eingeprägt. Diese Elektroden bleiben mit den Verstärkerausgängen fest verbunden, so daß der Einfluß der Bodenparasitäten eliminiert ist. Es sei

allerdings schon hier erwähnt, daß die Eingangskapazitäten der Verstärker einen starken Einfluß auf das Übertragungsverhalten ausüben (siehe Unterabschnitt 4.4.1).

Es soll nun ein Beispiel für eine vollständige Filterschaltung mit diesen Bausteinen betrachtet werden. Wir wollen das in Bild 4.1 dargestellte Filter mit $N = 7$ Leitungselementen realisieren. Entsprechend den Überlegungen in Abschnitt 2.10 können wir eine zugehörige SC-Schaltung in acht gleichartige Netzwerkböcke zerlegen. Jeder Block enthält nur zwei Netzwerkkondensatoren, d.h., es ist $m = 2$ und es wird für jeden Block nur ein Spannungsumkehrschalter benötigt. Aufgrund der Vielfachausnutzung der Spannungsumkehrschalter bei Leitungselementfiltern erhalten wir schließlich die in Bild 4.21(a) gezeigte Schaltung mit nur vier Spannungsumkehrschaltern. Das zugehörige Taktschema ist in Bild 4.21(b) dargestellt. Das Ausgangssignal kann in der Schaltphase 1 vom Kondensator C_2 abgenommen werden. Bei einer integrierten Version dieses Filters wäre dann am Ausgang noch ein Treiberverstärker erforderlich. Nach einem Vorschlag von D. Herbst [64] kann dieser zusätzliche Verstärker aber auch eingespart werden. Es ist gezeigt worden, daß die Ausgangsspannung V_A des letzten Operationsverstärkers in der Umkehrphase proportional zur Spannung V_{2A} ist; es gilt [64]:

$$V_A = V_{2A} (C_2 + C_9) / 2 C_9 . \quad (4.25)$$

Es tritt also je nach Größe der Kondensatoren C_2 und C_9 eine frequenzunabhängige Grunddämpfung oder -verstärkung auf.

Einige Nachteile dieser Schaltungen sind, daß anstatt einfacher Spannungsfolger jetzt Operationsverstärker erforderlich sind. Diese müssen nicht nur eine hohe Leerlaufverstärkung sondern auch eine gute Gleichtaktunterdrückung besitzen. Ferner verbleibt bei dieser Schaltung nicht nur der Einfluß der Deckkapazitäten der Kondensatoren, sondern es wird auch der Spannungsumkehrvorgang durch die parasitären Eingangskapazitäten der Operationsverstärker beeinflußt. Wir wollen hier diese Auswirkungen nicht näher analysieren, statt dessen soll in Abschnitt 4.4 das Filter nach Bild 4.21(a) numerisch untersucht werden.

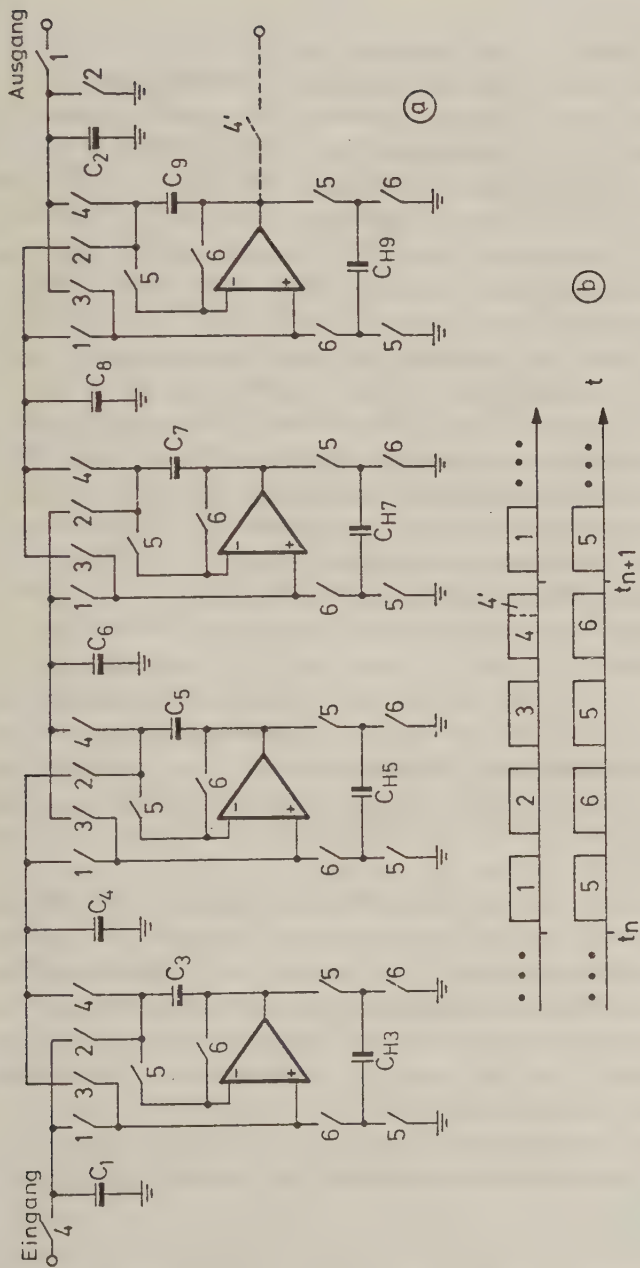


Bild 4.21 (a) Ein SC-Filter 7. Ordnung mit modifizierten Spannungs-
umkehrschaltern, SC-Realisierung des Leitungselement-
filters nach Bild 4.1,

(b) Diagramm für die Schaltersteuerung.

Weitere Verfahren zur Elimination der Einflüsse der Bodenparasitäten mit Hilfe von modifizierten Spannungsumkehrschaltern auf der Basis spannungsgesteuerter Spannungsquellen wurden in [62,64,78,120] angegeben. Wir wollen hier auf eine nähere Beschreibung dieser Schaltungen nicht eingehen. Es sei lediglich bemerkt, daß für die Realisierung eines Netzwerkblocks dann mindestens m statt $m - 1$ Verstärker notwendig sind. Nur falls ein SC-Baustein einem Widerstand oder einer widerstandsbehafteten Quelle im Referenznetzwerk entspricht, kann auf den Verstärker verzichtet werden. Für die Realisierung des Leitungselementfilters 7. Ordnung nach Bild 4.1 werden demnach mindestens sieben Verstärker benötigt. Ein Vorteil ist jedoch, daß nur noch einfachere Spannungsfolger erforderlich sind und daß bei einem dieser Verfahren auch die Einflüsse der Deckparasitäten der Hilfskondensatoren eliminiert sind. Die übrigen Deckparasitäten bewirken jedoch eine sehr starke Abweichung der Dämpfung vom gewünschten Verlauf (siehe Abschnitt 4.4), allerdings lassen sich die Einflüsse durch Kompensationsmaßnahmen reduzieren [120].

4.3.3 SC-Netzwerke mit Nachladeschaltern

4.3.3.1 Zwei weitere Schaltungen zur Realisierung von Nachladeschaltern

Bereits in [44] wurden zwei Schaltungsvarianten für Nachladeschalter beschrieben, mit deren Hilfe sich die Einflüsse bestimmter parasitärer Kapazitäten ebenfalls eliminieren, bzw. fast eliminieren lassen. Lediglich die Schalteranordnung und die -steuerung muß hierzu geringfügig geändert werden [63]. Wir wollen zunächst die Realisierung allgemeiner VIS-SC-Netzwerke mit diesen Schaltungen diskutieren und anschließend zeigen, daß die Einflüsse der Bodenparasitäten dann eliminiert werden können, wenn das Referenzfilter nur geerdete Elemente enthält.

Wir betrachten zunächst das in Bild 2.5 (Unterabschnitt

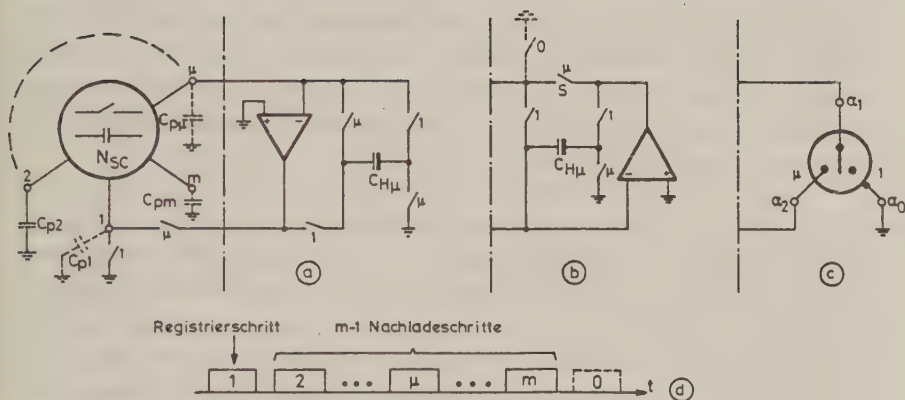


Bild 4.22 Ein SC-Netzwerk mit parasitären Kapazitäten,

- (a) Verbindung mit Nachladeschaltern vom Typ A,
- (b) Verbindung mit Nachladeschaltern vom Typ B,
- (c) symbolische Darstellung der Nachladeschalter,
- (d) Diagramm für die Schaltersteuerung.

2.4.2) dargestellte SC-Netzwerk N_{SC} mit m_V+1 Klemmen $0, 1, \dots, m_V$. Wir numerieren jetzt aber die Klemmen von 1 bis m , wobei $m = m_V+1$ ist. Ferner wollen wir die Klemme 1 nicht mehr erden, sondern statt dessen das SC-Netzwerk mit $m_V = m-1$ gleichartigen Schaltungen gemäß Bild 4.22(a) verbinden. Die Schaltungsanordnung in diesem Bild rechts der strichpunktierten Linie bezeichnen wir mit *Typ A - Nachladeschalter*. Nehmen wir nun an, daß im Innern des SC-Netzwerks parasitäre Kapazitäten $C_{p\mu}$ ($\mu = 1, \dots, m$) unmittelbar zwischen den Klemmen μ und Masse vorhanden sind. Dies ist in Bild 4.22 gestrichelt angedeutet. Wir nehmen weiter an, daß zu Beginn des Spannungsumkehrvorgangs alle diese parasitäre Kapazitäten $C_{p\mu}$ entladen sind und daß alle SC-Bausteine in N_{SC} durch Schalter voneinander getrennt sind.

Zu Beginn des Spannungsumkehrvorgangs werden alle SC-Bausteine in N_{SC} in den Betriebszustand geschaltet, d.h., die entsprechenden SC-Bausteine in N_{SC} werden in der Registrierphase miteinander verbunden. Gleichzeitig werden die Schalter 1 geschlossen, d.h., die Klemme 1 von N_{SC} wird geerdet und alle

Hilfskondensatoren $C_{H\mu}$ der $m-1$ Nachladeschalter werden in die Gegenkopplungszweige der Operationsverstärker geschaltet. Hierdurch fließen Ladungen $q_{\mu 0}$ über die Netzwerkklemmen μ auf diese Hilfskondensatoren $C_{H\mu}$ ($\mu = 2, \dots, m$). Alle Klemmen 2 bis m sind virtuell geerdet, so daß - bei idealen Operationsverstärkern - die parasitären Kapazitäten C_{p1} bis C_{pm} wirkungslos sind.

Im Gegensatz zu VIS-SC-Netzwerken mit den im Bild 2.6(b) dargestellten Nachladeschaltern muß jetzt die Nachladung in disjunkten Zeitintervallen sequentiell erfolgen, denn es dürfen niemals gleichzeitig zwei Operationsverstärkerausgänge an die Klemme 1 des Netzwerks N_{SC} geschaltet werden [44]. In dem $(\mu-1)$ -ten dieser Nachladeschritte (Schalter μ geschlossen, μ -ter Schaltschritt) wird das Klemmenpaar $(1, \mu)$ des Netzwerks N_{SC} in den Gegenkopplungszweig des entsprechenden Operationsverstärkers geschaltet, während $C_{H\mu}$ zwischen dem invertierenden Eingang dieses Verstärkers und Masse geschaltet wird. Hierdurch entlädt sich diese Kapazität, und es fließt die gleiche Ladung $q_{\mu 0}$ in der gleichen Richtung über die Klemme μ wie in der Registrierphase. Nach $m-1$ aufeinanderfolgenden Nachladeschritten ist der Spannungsumkehrvorgang beendet. Die Bodenelektrode von $C_{H\mu}$ ist in den Schaltphasen 1 und μ virtuell bzw. direkt geerdet, so daß die Bodenparasitäten der Hilfskondensatoren keinen Einfluß auf den Umkehrvorgang ausüben. In den übrigen Schaltphasen ist $C_{H\mu}$ jedoch abgetrennt, so daß der zugehörige Verstärker nicht gegengekoppelt ist; wir wollen uns mit diesem Aspekt erst später beschäftigen.

Nehmen wir nun einmal an, das Netzwerk N_{SC} wäre frei von parasitären Kapazitäten, d.h., es gelte nicht nur $C_{p\mu} = 0$ für $\mu = 1$ bis m , sondern es wären auch weiter im Innern von N_{SC} keine parasitären Kapazitäten vorhanden. Dann wird es in der μ -ten Phase ($2 \leq \mu \leq m$) einige SC-Bausteine geben, die nicht von einem Impulsstrom durchflossen werden. Diese Bausteine können wir von den übrigen durch Öffnen entsprechender Schalter abtrennen. Enthält N_{SC} keine permanent geschlossenen Schleifen, so wird durch diese Maßnahme sichergestellt, daß während des gesamten Nachladevorgangs auch bei Vorhandensein der parasitären

Kapazitäten C_{p2} bis C_{pm} auf diese keine Ladungen fließen und daß daher ihre Einflüsse eliminiert sind. Wir haben also auch hier den bereits im Unterabschnitt 2.4.2 diskutierten Fall vorliegen, daß das Netzwerk N_{SC} während der Umkehrphase nicht konstant ist.

Die zweite der in [44] beschriebenen Schaltungsvariante für Nachladeschalter ist in Bild 4.22(b) dargestellt. Wir bezeichnen diese Schaltung mit *Typ B - Nachladeschalter* und verbinden sie ebenso mit dem SC-Netzwerk N_{SC} wie zuvor die Nachladeschalter vom Typ A. Die Registrierung der Ladungen $q_{\mu 0}$ erfolgt in der gleichen Weise wie zuvor, d.h., in der Registrierphase wird die Klemme 1 des Netzwerks N_{SC} direkt und die übrigen Klemmen virtuell geerdet; hierdurch werden die Ladungen $q_{\mu 0}$ auf den Hilfskondensatoren $C_{H\mu}$ ($\mu = 2, \dots, m$) abgespeichert. In dieser Phase bleiben die parasitären Kapazitäten $C_{p2}, \dots, C_{pm}$ wirkungslos, falls sie keine Anfangsladungen enthalten; der Einfluß von C_{p1} ist dagegen in jedem Fall eliminiert.

Die Nachladung muß auch bei dieser Schaltung sequentiell in $m-1$ einzelnen Schritten erfolgen, nur bleibt jetzt die Klemme 1 virtuell geerdet, während die Klemmen 2 bis m nacheinander mit den Ausgängen der Operationsverstärker verbunden werden. Hierdurch werden die parasitären Kapazitäten C_{p2} bis C_{pm} auf die Verstärkerausgangsspannungen aufgeladen. Hinsichtlich der Abtrennung einzelner Kondensatoren in N_{SC} während der jeweiligen Nachladeschritte gilt das gleiche wie zuvor bei Verwendung der Nachladeschalter vom Typ A. Die Einflüsse der Parasitäten C_{p2} bis C_{pm} sind aber nur dann eliminiert, wenn diese vor Beginn des nächst folgenden Spannungsumkehrvorgangs entladen werden. Es sind also bei Verwendung dieses Nachladeschalters weitere Schalter zwischen den Klemmen μ ($\mu = 2, \dots, m$) und Masse erforderlich. Ein solcher Schalter ist in Bild 4.22(b) in gestrichelter Form angedeutet. Die Entladung der parasitären Kapazitäten erfolgt zweckmäßig gemeinsam für alle Nachladeschalter nach Beendigung des gesamten Nachladevorgangs und vor dem nächst folgenden Registrierungsschritt in einer zusätzlichen Schaltphase 0 (siehe Bild 4.22(d)).

Es ist wichtig, daß in dieser Phase alle Kondensatoren, die in N_{SC} fest mit den Klemmen 2 bis m verbunden sind, sowohl voneinander als auch von den übrigen im Innern von N_{SC} getrennt sind.

Für beide Nachladeschaltertypen wollen wir das in Bild 4.22(c) gezeigte Dreipol-Symbol verwenden [121]. Es soll andeuten, daß in der Registrierphase (Schalter 1 geschlossen) Klemme α_1 virtuell geerdet ist und daß in der Nachladephase (Schalter μ geschlossen) die zuvor registrierte Ladung durch diejenige Schleife (Nachladeschleife) hindurchgeschoben wird, die das Klemmenpaar (α_1, α_2) mit dem angeschlossenen SC-Netzwerk bildet.

Wie schon erwähnt, sind die Operationsverstärker in den Nachladeschaltern bei dem zuvor angegebenen Schaltablauf nicht gegengekoppelt. Um Störungen zu vermeiden, die durch diese Betriebsart entstehen können, empfiehlt es sich, die mit 1 bezeichneten Schalter innerhalb der Nachladeschalter in dem zur jeweiligen Nachlade-Schaltphase μ komplementären Zeitintervall ($\bar{\mu}$) zu schließen. Hierbei ist allerdings zu bemerken, daß die im Unterabschnitt 2.5.2 erwähnten Schutzintervalle [43] zwischen den Schließzeiten der Schalter immer noch einzuhalten sind. In dem in Bild 4.22(c) dargestellten Symbol ersetzen wir dann die Ziffer 1 durch das Symbol ($\bar{\mu}$). Der Querstrich zeigt an, daß dieses Intervall zur Schaltphase μ komplementär ist, während die runden Klammern andeuten, daß zwischen den Schließzeiten die Schutzintervalle einzufügen sind. Obwohl der Hilfskondensator $C_{H\mu}$ jetzt nicht nur in der Registrierphase in dem Gegenkopplungspfad des Operationsverstärkers liegt, fließen außerhalb dieser Phase bei den Typ A - Nachladeschaltern keine Ladungen auf $C_{H\mu}$, da die entsprechenden Netzwerkkondensatoren in N_{SC} von der jeweiligen Nachladeschleife abgetrennt sind. Hingegen fließt bei den Typ B - Nachladeschaltern die auf $C_{p\mu}$ gespeicherte parasitäre Ladung auf $C_{H\mu}$, so daß dieser Kondensator vor Beginn des nächsten Registrierschritts in der Phase O entladen werden muß. Dies kann dadurch erreicht werden, daß der Schalter S (siehe Bild 4.22(b)) sowohl in der Phase μ als auch in der Entladephase O geschlossen wird, während die ursprünglich mit 1 bezeichneten Schalter in dem zur Schaltphase μ komplementären

tären Zeitintervall ($\bar{\mu}$) geschlossen bleiben. Der gestrichelt eingezeichnete Schalter kann dann entfallen.

Bei Verwendung dynamischer Verstärker [99 - 101] braucht die Schaltersteuerung nicht verändert zu werden, die Verstärker müssen nur in der Registrierphase und der jeweiligen Nachladephase *eingeschaltet* und in den übrigen Zeitintervallen *ausgeschaltet* sein. Aufgrund der sequentiellen Nachladung können wir dem n -ten Stromimpuls (Hauptimpuls) durch einen SC-Baustein ζ einen Anfangszeitpunkt $t_{nb}^{(\zeta)}$ und einen Endzeitpunkt $t_{na}^{(\zeta)}$ (vgl. Abschnitt 2.2) zuordnen. Da die Registrierung der Ladungen $q_{\mu 0}$ ($\mu = 2, \dots, m$) gleichzeitig in der Schaltphase 1 erfolgt, sind die Zeitpunkte $t_{nb}^{(\zeta)}$ für alle SC-Bausteine in N_{SC} gleich. Die Endzeitpunkte $t_{na}^{(\zeta)}$ sind jedoch im allgemeinen voneinander verschieden. Aufgrund dieser Eigenschaft kann die Gesamtzahl der Schaltschritte pro Betriebsperiode bei Leitungselement- und Zirkulatornetzwerken durch geschickte Wahl der Nachladesequenzen herabgesetzt werden. Wir wollen hierzu ein Beispiel im Unterabschnitt 4.3.3.2 betrachten. Zuvor wollen wir aber den Sonderfall diskutieren, daß das Referenzfilter nur geerdete Elemente enthält.

Sehen wir einmal davon ab, daß für die Realisierung von Querinduktivitäten und Gyroelementen die Spannung bzw. die Ladung des betreffenden Kondensators durch zusätzliche Maßnahmen im Anschluß an die Nachladung invertiert werden muß, erhalten wir für die Realisierung eines Teilnetzwerks die in Bild 4.23 dargestellte Schaltung, wobei für die in Abschnitt 4.2 diskutierten Referenzfilter $m \leq 4$ gilt. In der Registrierphase (Schalter 1 geschlossen) sind alle Deckelektroden von C_2 bis C_m mit C_1 verbunden, während in der $(\mu-1)$ -ten Nachladephase (Schaltphase μ) nur *eine* Schleife aus den Kondensatoren C_1 und C_μ sowie dem zugehörigen Nachladeschalter gebildet wird, alle übrigen Netzwerkkondensatoren sind von dieser Schleife abgetrennt. Mit den vorhergehenden Überlegungen ist leicht nachzuvollziehen, das jetzt die Einflüsse aller Bodenparasitäten eliminiert oder fast eliminiert sind.

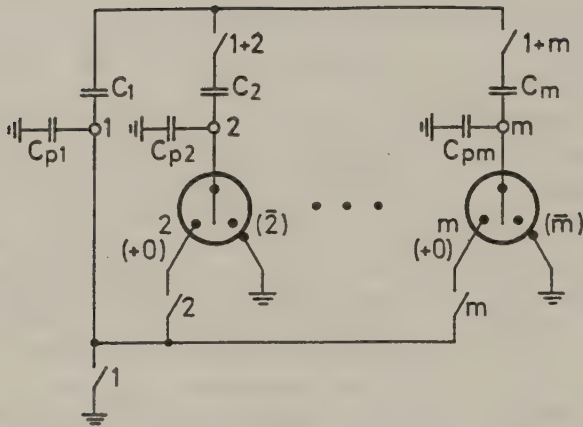


Bild 4.23 Realisierung eines SC-Netzwerkblocks mit Nachladeschaltern.

Die Hilfskondensatoren $C_{H\mu}$ werden in den Zeitintervallen $(\bar{\mu})$ in den Gegenkopplungszweig der Operationsverstärker geschaltet, so wie es an den Nachladeschaltersymbolen angedeutet ist. Das in Bild 4.22(d) dargestellte Diagramm für die Schaltersteuerung ist weiterhin gültig. Auch hier ist bei Verwendung der Nachladeschalter vom Typ B eine zusätzliche Schaltphase 0 erforderlich, um die Hilfskondensatoren zu entladen (vgl. Bild 4.22(b)). Ein Beispiel für die Realisierung der in Bild 4.19(a) dargestellten Bandpaßzelle mit diesen Nachladeschaltern ist in Bild 4.24 angegeben. Auch hierfür ist das Taktdiagramm in Bild 4.22(d) immer noch gültig (mit $m=4$). Die Nachladung wird zuerst in der aus C_2 , C_3 und dem zugehörigen Nachladeschalter gebildeten Schleife durchgeführt (Schalter 2 geschlossen). Am Ende dieser Schaltphase hat die Spannung über C_3 bereits den Wert v_{3a} . Dieser Nachladeschalter wird in den beiden folgenden Nachladephasen 3 und 4 nicht mehr benötigt. Daher kann er zur Invertierung der Spannung über C_3 für die Realisierung der Querinduktivität R_3 (Bild 4.19(a)) eingesetzt werden, so daß insgesamt nicht mehr als vier Schaltschritte erforderlich sind.

In den nächsten beiden Unterabschnitten wollen wir Beispiele für die Realisierung einiger Leitungselementabzweigfilter mit

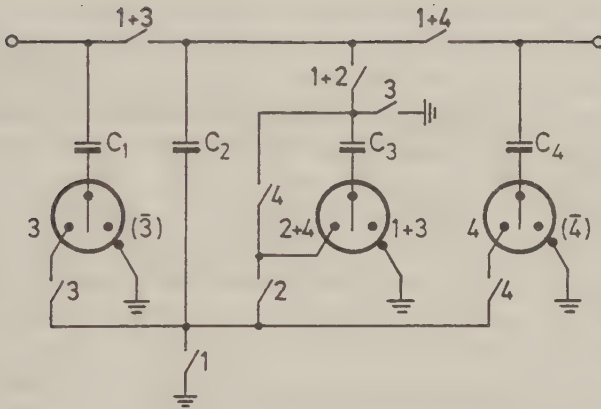


Bild 4.24 Realisierung der in Bild 4.19(a) dargestellten Referenzschaltung mit Typ A - Nachladeschaltern.

Typ A - Nachladeschaltern betrachten. In allen Schaltungen können auch Typ B - Nachladeschalter eingesetzt werden, nur sind dann noch zusätzliche Entladephasen (entsprechend der Phase O in Bild 4.22(d)) einzufügen.

4.3.3.2 Ein SC-Tiefpaß 7.Ordnung

Das erste Beispiel ist ein SC-Tiefpaß 7.Ordnung mit vier Nachladeschaltern (Bild 4.25(a)). Wir haben in dieser Schaltung die Schalter mit S_1 bis S_{34} durchlaufend numeriert, wobei wir allerdings jeweils den beiden Schaltern, die innerhalb der Nachladebausteine gleichzeitig betätigt werden, auch die gleiche Nummer zugewiesen haben. Wir können mit der gleichen Schaltung sowohl das Leitungselementfilter nach Bild 4.1 als auch die Struktur nach Bild 4.2 realisieren. Lediglich die Schaltersteuerungen sind verschieden voneinander (Bild 4.25(b)-(d)). Im letzten Fall entsprechen allerdings C_3 , C_5 , C_7 und C_9 den Leitungselementen und C_4 , C_6 und C_8 den Querkapazitäten des Referenzfilters in Bild 4.2, erste und letzte Querkapazität entfallen in dieser Struktur. Für die Realisierung eines Tiefpasses 7.Grades einschließlich dieser Querkapazitäten wären fünf Nachladeschalter erforderlich.

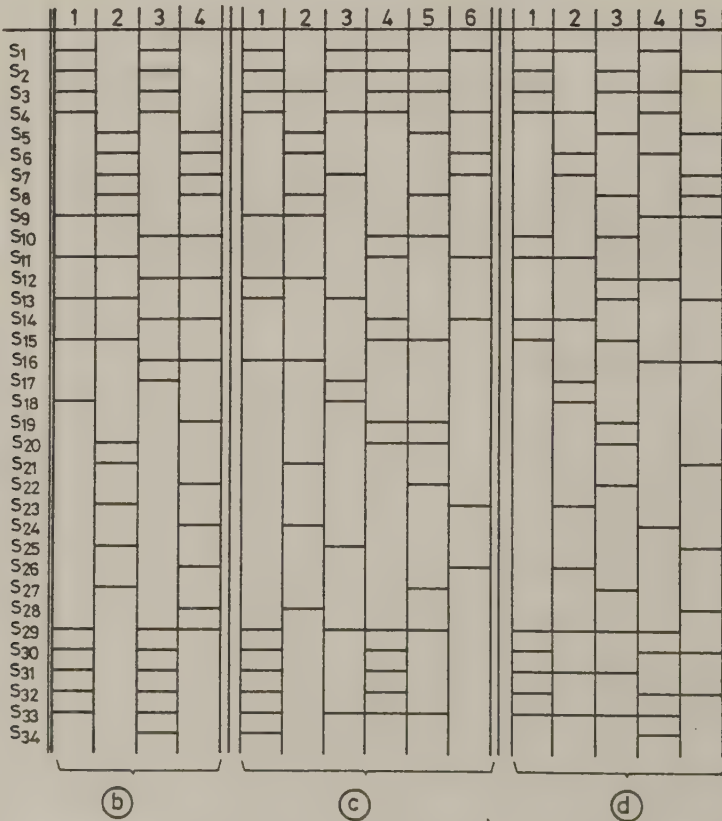
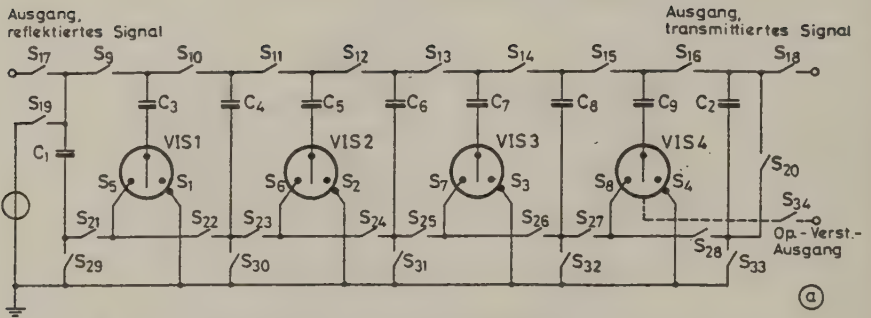


Bild 4.25 (a) Ein SC-Tiefpaß 7. Ordnung mit Nachladeschaltern,
(b) - (d) Steuerdiagramme für die Schalter.

Bild 4.25(b) zeigt das Steuerdiagramm für den Fall, daß das SC-Filter der Realisierung der Leitungselementstruktur nach Bild 4.1 entspricht. Die horizontalen Linien in den vier Spalten geben an, daß der jeweilige Schalter in der zugehörigen Phase geschlossen ist. Die zuvor erwähnten Schutzintervalle sind der Einfachheit halber weggelassen. Das Diagramm enthält zehn unterschiedliche Steuersequenzen. Diese Zahl kann durch geeignetes Parallelschalten mehrerer Schalter vermindert werden. Das Ausgangssignal (transmittiertes Signal) kann in der Phase 1 (S_{18} geschlossen) von der Deckelektrode des Kondensators C_2 abgenommen werden. Es ist aber auch bei diesen Schaltungen möglich, das Signal am Ende der Phase 3 (Registrierphase) vom Ausgang des Operationsverstärkers im Nachladeschalter VIS 4' abzugreifen (siehe Bild 4.25(a)). Sei q_{20} die Ladung des Stromimpulses, der in dieser Phase durch C_2 fließt (von der Deckelektrode zur Bodenelektrode). Wegen $v_{2b} = 0$ gilt $q_{20} = C_2 v_{2a} / 2$. Diese Ladung fließt ebenfalls durch den Hilfskondensator C_{H4} in VIS 4. Daher erhalten wir für die Ausgangsspannung v_A des zugehörigen Operationsverstärkers in dieser Phase

$$v_A = q_{20} / C_{H4} = v_{2a} C_2 / 2 C_{H4} . \quad (4.26)$$

Im eingeschwungenen Zustand gilt dann

$$v_A = v_{2a} C_2 / 2 C_{H4} , \quad (4.27)$$

d.h., auch hier ist v_A proportional zu v_{2a} , so daß auch für die Schaltung nach Bild 4.25(a) kein zusätzlicher Treiberverstärker am Ausgang erforderlich ist. Ein weiterer Vorteil ist hier, daß die Ausgangsspannung durch die Größe von C_{H4} ohne zusätzliche Maßnahmen auf einen gewünschten Wert eingestellt werden kann.

Werden die Schalter des SC-Filters nach Bild 4.25(a) gemäß des in Bild 4.25(c) dargestellten Steuerdiagramms betätigt, so entspricht dies der Realisierung der in Bild 4.2 gezeigten Struktur, wobei jedoch, wie schon erwähnt, die erste und letzte Querkapazität wegfällt. Bei Verwendung dieses Schaltschemas wird der Registrierschritt in einem Teilnetzwerk erst dann durchgeführt, wenn der Spannungsumkehrvorgang in den benachbarten Netzwerkblöcken *vollständig* beendet ist. Das Diagramm

enthält 16 unterschiedliche Schaltsequenzen, das SC-Filter ist also in Bezug auf die komplizierte Schaltersteuerung aufwendiger, als wenn es für die Realisierung einer reinen Leitungselementstruktur eingesetzt werden würde. Es sei an dieser Stelle jedoch bemerkt, daß ein solcher Taktgenerator ebenfalls in integrierter Form auf dem gleichen Chip mit dem SC-Filter hergestellt werden kann. Sollen zudem mehrere gleichartige Filter auf demselben Chip realisiert werden, so braucht der Taktgenerator nur einmal implementiert zu werden.

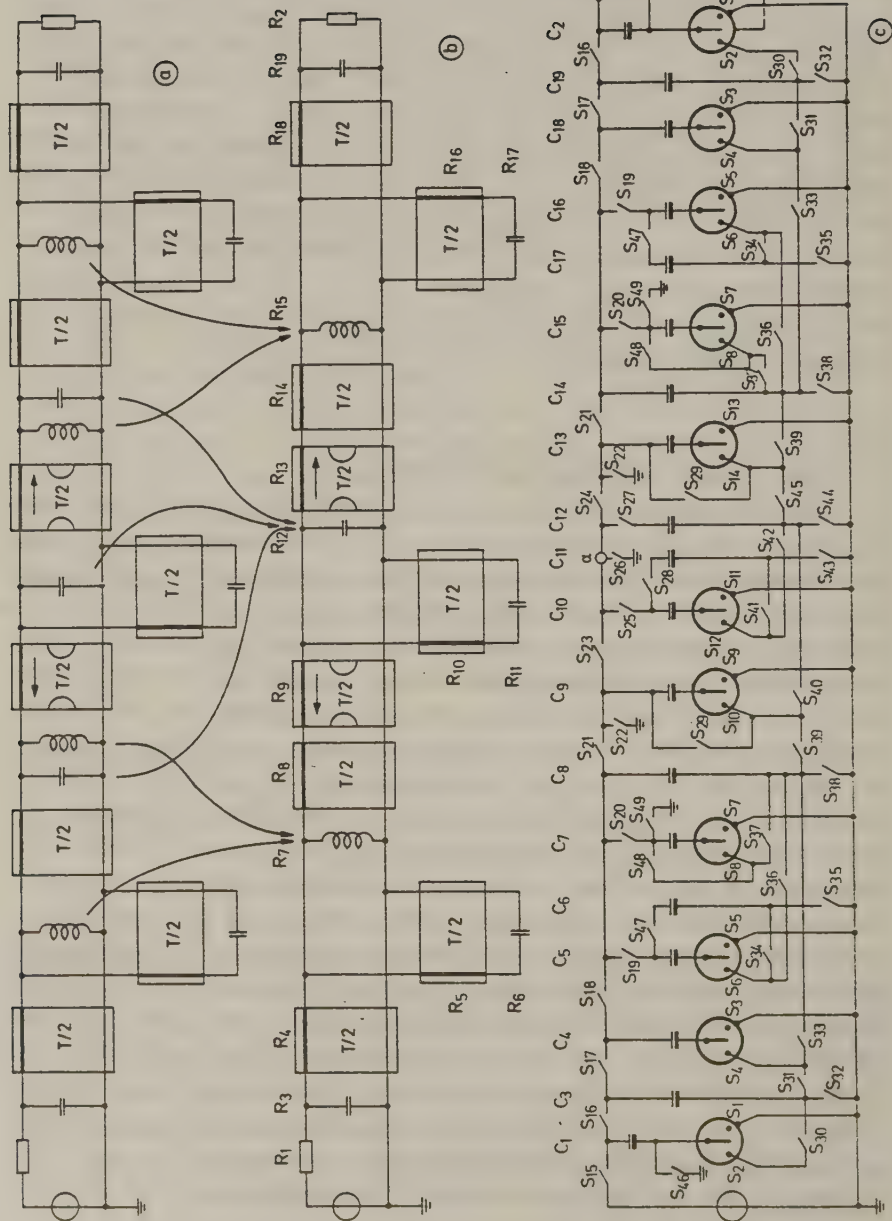
Weiter oben ist darauf hingewiesen worden, daß die Zahl der Schaltschritte pro Betriebsperiode verringert werden kann, wenn die unterschiedlichen Endzeitpunkte $t_{na}^{(\zeta)}$ der Nachladevorgänge für die verschiedenen SC-Bausteine ζ berücksichtigt werden. Ein solches verkürztes Taktschema mit fünf Schaltschritten ist in Bild 4.25(d) dargestellt. Im folgenden wollen wir die einzelnen Schaltoperationen in diesen Phasen stichwortartig zusammenstellen

- Schaltphase 1: Registrierung in Netzwerkblock 2 bestehend aus $C_3, C_4, C_5, VIS 1$ und $VIS 2$ (sowie den zugehörigen Schaltern). Gleichzeitig Registrierung in Netzwerkblock 4 bestehend aus $C_7, C_8, C_9, VIS 3$ und $VIS 4$.
- Schaltphase 2: Nachladung in den Schleifen $C_4 - S_{11} - C_5 - VIS 2 - S_{23}$ und $C_8 - S_{14} - C_7 - VIS 3 - S_{26}$.
- Schaltphase 3: Nachladung in den Schleifen $C_4 - S_{10} - C_3 - VIS 1 - S_{22}$ und $C_8 - S_{15} - C_9 - VIS 4 - S_{27}$. Gleichzeitig Registrierung in Netzwerkblock 3 bestehend aus $C_5, C_6, C_7, VIS 2$ und $VIS 3$.
- Schaltphase 4: Nachladung in der Schleife $C_6 - S_{12} - C_5 - VIS 2 - S_{24}$. Gleichzeitig Registrierung in Netzwerkblock 1 bestehend aus C_1, C_3 , und $VIS 1$, sowie Registrierung in Netzwerkblock 5 bestehend aus C_9, C_2 und $VIS 4$.
- Schaltphase 5: Nachladung in den Schleifen $C_1 - S_9 - C_3 - VIS 1 - S_{21}, C_6 - S_{13} - C_7 - VIS 3 - S_{25}$ und $C_2 - S_{16} - C_9 - VIS 4 - S_{28}$.

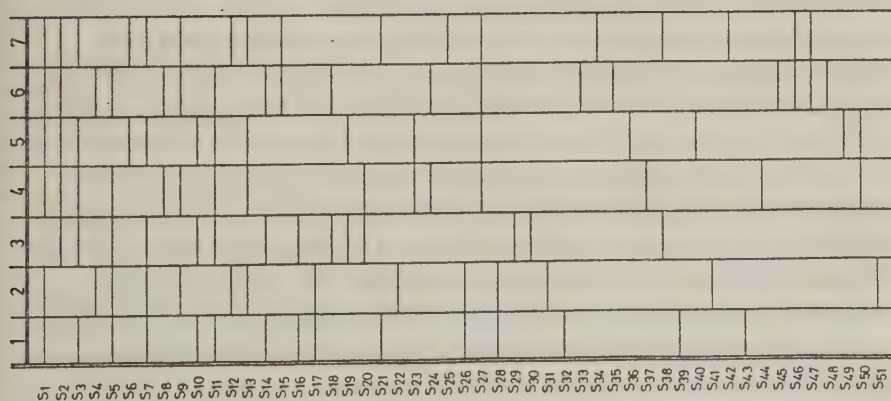
Auch bei Verwendung der beiden zuletzt vorgestellten Schalt-diagramme kann das Ausgangssignal (transmittiertes Signal) vom Ausgang des Verstärkers in VIS 4 abgenommen werden. Jedoch gilt auch hier, daß die Verstärkerausgangsspannung erst am Ende der entsprechenden Schaltphase (d.h. Phase 1 bei Taktschema nach Bild 4.25(c) bzw. Phase 4 bei Taktschema nach Bild 4.25(d)) nach Abklingen des Einschwingvorgangs abgegriffen und weiterverarbeitet werden darf. Wie schon im Unterabschnitt 2.5.1 erwähnt, steht bei VIS-SC-Filtern auch das reflektierte Signal über C_1 nach Beendigung des Spannungsumkehrvorgangs zur Verfügung. Soll in einer integrierten Version dieses Signal weitergeführt werden, so muß hierzu ein zusätzlicher Verstärker als Ausgangstreiber vorgesehen werden.

4.3.3.3 Ein SC-Bandpaß 14. Ordnung

Als zweites Beispiel wollen wir einen Bandpaß mit zwei Dämpfungspolen im oberen Sperrbereich, einem Dämpfungspol im unteren Sperrbereich und jeweils einem einfachen Pol bei null und unendlich betrachten. Gemäß (4.19) erhalten wir $n_L = 6$ Leitungselemente (einschl. Gyroelementen) im Hauptpfad, so daß der minimale Filtergrad bei dieser Dämpfungspolvorgabe gleich vierzehn ist. Für die Herleitung einer geeigneten Struktur benutzen wir das in Unterabschnitt 4.2.3.3 beschriebene Verfahren. Wir bilden daher eine Kettenschaltung aus zwei Bandpaßzellen vom Typ O und einer Zelle vom Typ U (siehe Bild 4.18(b) und (d), Unterabschnitt 4.2.3.3), wobei wir die zuletzt erwähnte Zelle U in die Mitte der Struktur legen. Falls die Bauelementwerte mit Hilfe der Wellenparametertheorie berechnet werden, können die idealen Übertrager durch Multiplikation der Bauelementwerte mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses eliminiert werden. Wir erhalten dann die in Bild 4.26(a) angegebene Struktur. Die erste und letzte Querinduktivität der Zelle U fassen wir mit den Querinduktivitäten der ersten und letzten Bandpaßzelle zusammen (siehe Bild 4.26(b)). Ferner wollen wir die rechte Querkapazität der ersten Zelle O und die linke Querkapazität der letzten Zelle O mit der Querkapazität der mittleren Zelle U zusammenfassen. Wie schon in



- Bild 4.26 (a) Ein Bandpaß 14. Ordnung mit zwei Bandpaßzellen vom Typ O (Bild 4.18(b)) und einer Zelle vom Typ U (Bild 4.18(d)), jedoch ohne ideale Übertrager;
- (b) Zusammenfassen von Querkapazitäten und -induktivitäten;
- (c) eine SC-Realisierung des Referenzfilters nach (b) mit Typ A - Nachladeschaltern;
- (d) ein geeignetes Steuerdiagramm für die Schalter.



(d)

Unterabschnitt 4.2.3.3 erwähnt, kann durch Anwendung der in Tab. 4.1 zusammengestellten Transformationen aus dieser Struktur eine Vielzahl weiterer Schaltungen mit geerdeten Elementen hergeleitet werden.

Obwohl die Gyrationrichtungen der Gyroelemente in Bild 4.26(a) und (b) für die Praxis ohne Bedeutung sind, sind die Pfeile in den entsprechenden Symbolen so eingetragen, wie es der SC-Realisierung gemäß Bild 4.26(c) und dem zugehörigen Steuerdiagramm für die Schalter in Bild 4.26(d) entspricht. Diese SC-Realisierung enthält ausschließlich Typ A-Nachladeschalter. Wie bei den vorhergehenden Schaltungen kann das Ausgangssignal sowohl über C_2 als auch vom Ausgang des Operationsverstärkers im letzten Nachladeschalter abgenommen werden.

Da in jedem SC-Netzwerkblock ein Kondensator (entsprechend C_1 in Bild 4.23) nicht fest mit einem Spannungsumkehrschalter verbunden ist, existiert zu einem gegebenen Referenzfilter mit geerdeten Elementen eine Vielzahl unterschiedlicher Anordnungen der Nachladeschalter. Da ferner die Nachladung in einem Netzwerkblock sequentiell erfolgt, gibt es für jeden Block mehrerer solcher Nachladesequenzen. Daraus folgt, daß in jeder konkreten SC-Schaltung mit Nachladeschaltern vom Typ A oder B eine Vielzahl unterschiedlicher Schaltersteuerungen existiert. Unter all diesen verschiedenen Möglichkeiten sollte eine solche herausgesucht werden, bei der die Zahl der erforderlichen Schaltschritte pro Betriebsperiode sowie die Zahl der unterschiedlichen Schaltsequenzen möglichst gering ist. Es ist daher zweckmäßig, die Nachladeschalter in Blöcken gleicher Struktur auch gleichartig anzuordnen und die entsprechenden Schalter gleichzeitig zu betätigen. Da das Referenzfilter in Bild 4.26(b) struktursymmetrisch ist, sind auch die Nachladeschalter in Bild 4.26(c) symmetrisch angeordnet; entsprechend ist die Numerierung der übrigen Schalter durchgeführt. Lediglich bei der mittleren Bandpaßzelle ergeben sich aufgrund des sequentiellen Nachladens gewisse Unsymmetrien hinsichtlich der Schaltersteuerungen.

Bild 4.26(d) zeigt ein passendes Steuerdiagramm für die

Schalter der Anordnung nach Bild 4.26(c). Es sind sieben Schaltphasen pro Betriebsperiode des Filters erforderlich, wobei auch hier wieder die Eigenschaft ausgenutzt wird, daß die Spannung v_a über einigen Kondensatoren schon vor Abschluß des Spannungsumkehrvorgangs innerhalb eines Netzwerkblocks zur Verfügung steht. Das in Bild 4.26(d) dargestellte Steuerdiagramm enthält 31 unterschiedliche Schaltsequenzen. Es ist jedoch nicht auszuschließen, daß es unter der Vielzahl der geeigneten Steuerdiagramme einige gibt, bei denen diese Zahl kleiner ist.

Wie schon in Unterabschnitt 4.2.3.3 erwähnt, erfüllt die in Bild 4.26(b) gezeigte Struktur nicht die in den Kriterien 3.1 und 3.2 angegebenen Funktionsfähigkeitsbedingungen. Wir müssen daher zusätzliche Maßnahmen zur Erfüllung dieser Bedingungen ergreifen. Deshalb ist zwischen dem kritischen Knoten α in der SC-Schaltung (Bild 4.26(c)) und Masse ein Schalter S_{26} sowie zwischen α und der Deckelektrode von C_{12} ein Schalter S_{27} eingefügt. Nach Abschluß der Spannungsumkehr in dem zugehörigen Netzwerkblock wird S_{27} geöffnet (d.h. in der Schaltphase 1, vgl. Bild 4.26(d)) und der Knoten α wird von C_{12} abgetrennt. Gleichzeitig wird S_{26} geschlossen, so daß die durch die Schalter S_{23} bis S_{27} gebildete parasitäre Kapazität von Knoten α nach Masse entladen wird [122]. Im wesentlichen entspricht dies Verlusten im Referenzfilter, so daß zumindest die *notwendigen* Funktionsfähigkeitsbedingungen erfüllt sind. Im Einzelfall muß überprüft werden, ob die durch die Ladungseinstreuung bedingten Spannungen in dem SC-Filter klein genug sind. Gegebenenfalls muß vom Knoten α nach Masse ein zusätzlicher Kondensator vorgesehen werden.

In den nächsten beiden Unterabschnitten wollen wir den Einfluß der Deckparasitäten bei SC-Netzwerkblöcken mit Nachlaeschaltern vom Typ A und B berechnen. Wir betrachten jedoch nur den Fall, daß der Netzwerkblock dem Teil eines Referenzfilters mit geordneten Elementen entspricht, so daß der Einfluß der Bodenparasitäten bereits eliminiert ist, d.h., wir gehen von der in Bild 4.23 dargestellten Schaltung aus. Ferner setzen wir ideale Operationsverstärker voraus, wir wollen hier nicht den Einfluß endlicher Leerlaufverstärkung berechnen.

$$v_O = \left(\sum_{\mu=1}^m C'_{\mu} v_{\mu b} \right) / \sum_{\mu=1}^m C'_{\mu} \quad (4.28)$$

mit $C'_{\mu} = C_{\mu} + C_{D\mu}$, $\mu = 1$ bis m (4.29)

gegeben ist. Ferner sei eine Größe $C'_{H\mu}$ definiert durch

$$C'_{H\mu} = C_{H\mu} + C_{DH\mu} \quad \text{für } \mu = 2 \text{ bis } m. \quad (4.30)$$

Betrachten wir jetzt einen speziellen Nachladeschritt, z.B. die k -te Schaltphase innerhalb eines Umkehrvorgangs ($2 \leq k \leq m$). In dieser Phase sind die Deckelektroden von C_k und C_1 miteinander verbunden, während alle anderen abgetrennt sind. Für die Berechnung des Ladungsausgleichs gehen wir daher von der in Bild 4.28 dargestellten Teilschaltung aus (die Bodenparasitäten

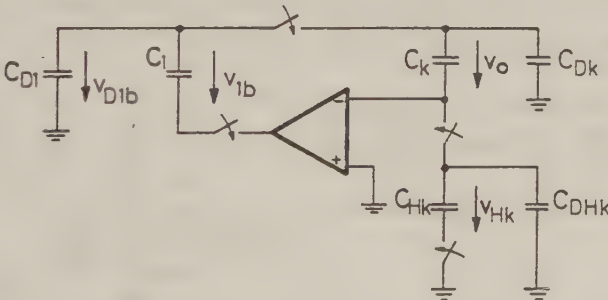


Bild 4.28 Ausschnitt aus dem in Bild 4.27 dargestellten SC-Netzwerkblock, Schalterkonfiguration für die k -te Schaltphase ($(k-1)$ -ter Nachladeschritt).

bleiben unberücksichtigt). Die Anfangsspannungen über den Kondensatoren und parasitären Kapazitäten sind ebenfalls in Bild 4.28 eingetragen. Offensichtlich ist die gemeinsame Anfangsspannung über C_k und C_{Dk} (bei idealen Operationsverstärkern) gleich v_O und die über C_{Hk} und C_{DHk} gegeben durch

$$v_{Hk} = -q_{kO} / C_{Hk} \quad (4.31)$$

Die Anfangsspannungen über C_1 und C_{D1} bezeichnen wir mit $v_{1b}^{(k)}$ und $v_{D1b}^{(k)}$. Wir ersetzen nun den Operationsverstärker in Bild 4.28 durch eine spannungsgesteuerte Spannungsquelle mit dem

Verstärkungsfaktor g und bezeichnen die Eingangsspannung des Verstärkers vom "+" -Eingang zum "-" -Eingang mit $v_E^{(k)}$ und die Ausgangsspannung mit $v_A^{(k)}$. Es gilt dann

$$v_A^{(k)} = g v_E^{(k)} \quad (4.32)$$

Die Anfangsspannung v_b eines Kondensators C berücksichtigen wir durch eine sogenannte *Ladungsquelle*, die parallel zu C geschaltet wird. Diese Ladungsquelle sendet einen Stromimpuls mit der Ladung $q = C v_b$ aus.* Wir erhalten auf diese Weise die in Bild 4.29(a) dargestellte Ersatzschaltung. Die Spannungsquelle in Serienschaltung mit C_1 formen wir um in die Parallelschaltung einer Ladungsquelle mit C_1 (Bild 4.29(b)) und führen anschließend eine Knotenanalyse durch. Die resultierende Spannung vom Knoten α_1 nach Masse nennen wir v'_{ka} , während v_{ka} die Spannung über C_k am Ende dieses Nachladeschritts (k -ter Schaltschritt) ist, denn nach dieser Schaltphase ist die Nachladung für die Kapazität C_k

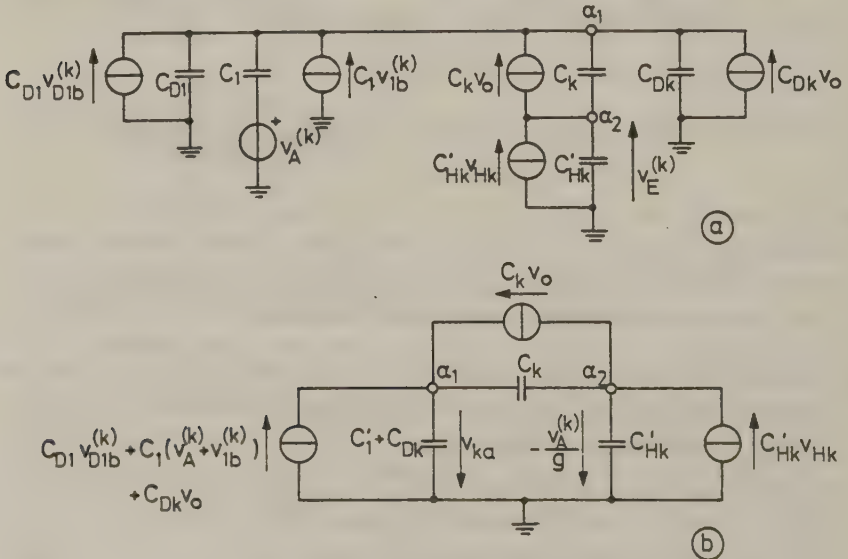


Bild 4.29 (a) Ersatzschaltung des Teilnetzwerks in Bild 4.28 für die Berechnung der Spannungen nach dem Ladungsausgleich,

(b) Umwandlung der gesteuerten Spannungsquelle in eine gesteuerte Ladungsquelle und Zusammenfassung der Quellen.

* Siehe auch Erläuterungen auf S. 101 unten und S. 102 oben.

beendet. Der Zusammenhang zwischen v_{ka} und v'_{ka} ist durch

$$v'_{ka} = v_{ka} - v_E^{(k)} = v_{ka} - v_A^{(k)} / g$$

gegeben, und falls die Operationsverstärker ideal sind, gilt $v_{ka} = v'_{ka}$. Die Spannung vom Knoten α_2 nach Masse ist wegen (4.32) gleich $-v_A^{(k)} / g$. Die Knotenanalyse der Anordnung nach Bild 4.29(b) liefert uns die beiden Gleichungen

$$(C'_1 + C'_k) v'_{ka} + C_k v_A^{(k)} / g = C_{D1} v_{D1b}^{(k)} + C_1 (v_A^{(k)} + v_{1b}^{(k)}) + C'_k v_O \quad , \quad (4.33)$$

$$- C_k v'_{ka} - (C_k + C'_{Hk}) v_A^{(k)} / g = C'_{Hk} v_{Hk} - C_k v_O \quad , \quad k = 2, \dots, m \quad . \quad (4.34)$$

Für $g \rightarrow \infty$, d.h. für ideale Operationsverstärker, folgt aus (4.34) mit (4.31) sofort

$$v_{ka} = v'_{ka} = v_O + \frac{q_{kO}}{C_k} \frac{C'_{Hk}}{C_{Hk}} \quad \text{für } k = 2, \dots, m \quad . \quad (4.35)$$

Wir setzen (2.98) in diese Gleichung ein und erhalten

$$v_{ka} = (1 + C'_{Hk} / C_{Hk}) v_O - v_{kb} C'_{Hk} / C_{Hk} \quad , \quad k = 2, \dots, m \quad . \quad (4.36)$$

Nun setzen wir noch

$$C_{DHk} / C_{Hk} = \epsilon_{Hk} \quad , \quad k = 2, \dots, m \quad (4.37)$$

und erhalten mit (4.30) aus (4.36)

$$v_{ka} = 2v_O - v_{kb} + \epsilon_{Hk} (v_O - v_{kb}) \quad , \quad k = 2, \dots, m \quad . \quad (4.38)$$

Bevor wir dieses Ergebnis weiter diskutieren, wollen wir zunächst die Spannung v_{1a} berechnen.

Wir hatten zu Beginn unserer Überlegungen gefordert, daß alle Kondensatoren und ihre Deckparasitäten jeweils gleiche Anfangsspannungen haben sollten. Offensichtlich ist diese Voraussetzung für die Kondensatoren C_2 bis C_m bei idealen Operationsverstärkern erfüllt, jedoch sind die Spannungen über C_1 und C_{D1} am Ende des m -ten Schaltschritts nicht gleich. Vielmehr ist die Spannung über C_{D1} gleich v_{ma} , während diejenige über C_1 durch

$$v'_{1a} = v_{ma} - v_A^{(m)} \quad (4.39)$$

gegeben ist. Wir bezeichnen jetzt mit v_{1a} die gemeinsame Spannung, die sich über C_1 und C_{D1} einstellt, wenn die Bodenelektrode von C_1 in einem *zusätzlichen* Schaltschritt im Anschluß an die Phase m über den Schalter S mit Masse verbunden wird (siehe Bild 4.27). Es gilt dann

$$v_{1a} = (C_{D1} v_{ma} + C_1 v_{1a}') / C_1' ,$$

bzw. mit (4.39)

$$v_{1a} = v_{ma} - C_1 v_A^{(m)} / C_1' . \quad (4.40)$$

Aus (4.33) folgt für $g \rightarrow \infty$

$$C_1 v_A^{(k)} = (C_1' + C_k') v_{ka} - C_{D1} v_{D1b}^{(k)} - C_1 v_{1b}^{(k)} - C_k' v_O . \quad (4.41)$$

$k = 2, \dots, m$

Die Spannung über C_1 und C_{D1} vor Beginn der Schaltphase k sind gleich den jeweiligen Spannungen am Ende der Phase $k-1$. Für $k=3$ bis m gilt

$$v_{D1b}^{(k)} = v_{k-1,a} , \quad v_{1b}^{(k)} = v_{k-1,a} - v_A^{(k-1)} . \quad (4.42a,b)$$

Setzen wir dies in (4.41) ein, so erhalten wir

$$C_1 (v_A^{(k)} - v_A^{(k-1)}) = C_1' (v_{ka} - v_{k-1,a}) + C_k' (v_{ka} - v_O) . \quad (4.43)$$

$k = 3, \dots, m$

Wir summieren nun für $k=3$ bis m jeweils die rechte und die linke Seite von (4.43) und erhalten

$$C_1 (v_A^{(m)} - v_A^{(2)}) = C_1' (v_{ma} - v_{2a}) + \sum_{k=3}^m C_k' (v_{ka} - v_O) . \quad (4.44)$$

Die gemeinsame Spannung über C_1 und C_{D1} vor Beginn des zweiten Schaltschritts (erster Nachladeschritt) ist gleich v_O , also gilt

$$v_{D1b}^{(2)} = v_{1b}^{(2)} = v_O . \quad (4.45)$$

Dies setzen wir zunächst in (4.41) ein, das Ergebnis setzen wir anschließend in (4.44) ein und erhalten mit (4.38)

$$\begin{aligned} C_1 v_A^{(m)} &= (C_1' + C_2') (v_{2a} - v_O) + C_1' (v_{ma} - v_{2a}) + \sum_{k=3}^m C_k' (v_{ka} - v_O) \\ &= C_1' (v_{ma} - v_O) + \sum_{k=2}^m C_k' (1 + \varepsilon_{Hk}) (v_O - v_{kb}) . \end{aligned} \quad (4.46)$$

Aus (4.40) wird hiermit

$$v_{1a} = v_0 - \frac{1}{C_1'} \sum_{k=2}^m C_k' (1 + \epsilon_{Hk}) (v_0 - v_{kb}) . \quad (4.47)$$

Dieses Ergebnis können wir unter Verwendung von (4.28) umformen und erhalten schließlich

$$v_{1a} = 2 v_0 - v_{1b} - \sum_{k=2}^m \epsilon_{Hk} C_k' (v_0 - v_{kb}) / C_1' . \quad (4.48)$$

Für den Fall, daß die Deckparasitäten der Hilfskondensatoren gleich null sind, ist (2.95a,b) immer noch gültig, jedoch müssen jetzt in (2.97) für die Berechnung der Koeffizienten β_k die Kapazitätswerte C_k durch C_k' ersetzt werden. Daraus folgt, daß die Deckparasitäten der Kondensatoren C_1 bis C_m nur eine Bauelement-änderung bewirken. Sofern das SC-Netzwerk ein beidseitig resistiv abgeschlossenes, verlustfreies Referenzfilter in Abzweigstruktur nachbildet, besteht eine außerordentlich geringe Dämpfungsempfindlichkeit gegenüber Bauelementschwankungen und somit auch gegenüber den soeben erwähnten Deckparasitäten. Diese geringe Empfindlichkeit gilt jedoch nicht gegenüber den Deckparasitäten der Hilfskondensatoren. Wir werden jedoch später noch sehen, daß deren Einflüsse sowohl kompensiert als auch mit Hilfe zusätzlicher Verstärker eliminiert werden können.

Zum Schluß soll noch darauf hingewiesen werden, daß in den meisten Fällen eine zusätzliche Schaltphase nach Abschluß des Spannungsumkehrvorgangs nicht erforderlich ist, da der Schalter S in Bild 4.27 ohnehin im Registrierschritt des nächst folgenden Umkehrvorgangs geschlossen wird. Nur für den Fall, daß die Spannung v_{1a} z.B. über einen Verstärker weitergeleitet werden soll, ist eine solche Zusatzphase erforderlich.

4.3.3.5 Einfluß der Deckparasitäten bei Verwendung von Typ B - Nachladeschaltern

Wir wollen nun den Netzwerkblock nach Bild 4.23 mit Typ B - Nachladeschaltern realisieren. Da die parasitären Kapazitäten der

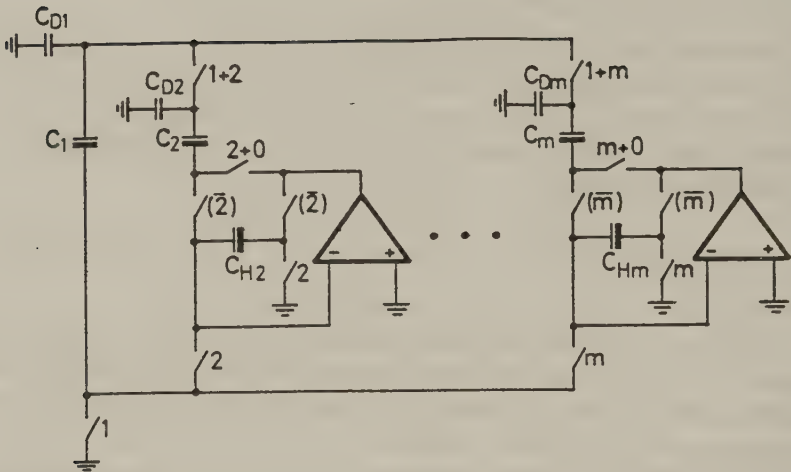


Bild 4.30 Realisierung eines Netzwerkblocks mit Typ B-Nachladeschaltern.

Hilfskondensatoren ohnehin keinen Einfluß haben, brauchen wir jetzt nur noch die Deckparasitäten der Netzwerkkondensatoren C_1 bis C_m zu berücksichtigen (Bild 4.30). Wie im letzten Unterabschnitt gehen wir wieder davon aus, daß die Spannungen über den Parasitäten $C_{D\mu}$ und den Kondensatoren C_μ jeweils gleich $v_{\mu b}$ sind ($\mu = 1$ bis m). Da die Registrierschritte in Typ A- und Typ B-Nachladeschaltern gleichsind, bleiben (2.98), (4.28) und (4.29) weiterhin gültig. Um die Spannungen nach Abschluß des Ladungsausgleichs in einer Nachladephase zu berechnen, betrachten wir wieder eine spezielle Nachladeschleife (Bild 4.31). Wir erkennen,

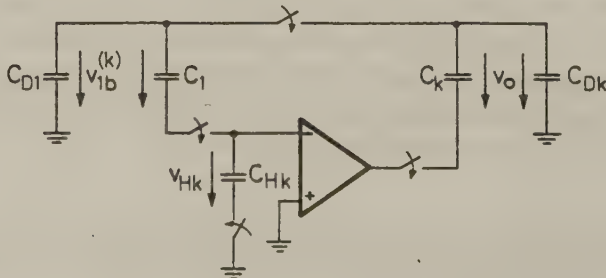


Bild 4.31 Ausschnitt aus dem in Bild 4.30 dargestellten SC-Netzwerkblock, Schaltvorgang in der k-ten Phase ((k-1)-ter Nachladeschritt).

daß dieses Teilnetzwerk nach Schließen der Schalter identisch ist mit dem in Bild 4.28, allerdings sind C_1 und C_k sowie C_{D1} und C_{Dk} gegeneinander vertauscht. Außerdem entfällt C_{DHk} . Die Anfangsspannungen über C_1 und C_{D1} sowie über C_k und C_{Dk} sind jetzt jeweils einander gleich (vgl. Bild 4.31). Wir erhalten auch das gleiche Ersatzschaltbild wie in Bild 4.29(b), nur müssen die Kapazitäten und ihre Anfangsspannungen entsprechend vertauscht werden. Wir ersetzen in (4.33) und (4.34) C'_{Hk} durch C_{Hk} sowie $v_{D1b}^{(k)}$ durch v_O und vertauschen C_1 mit C_k , C_{D1} mit C_{Dk} sowie $v_{1b}^{(k)}$ mit v_O . Wir bezeichnen jetzt die Spannungen nach dem Ladungsausgleich zwischen Knoten α_1 und Masse mit $v_{1a}^{(k)}$, während die Spannung zwischen α_2 und Masse weiterhin durch $-v_A^{(k)}$ gegeben ist. Wir erhalten dann die beiden Gleichungen

$$(C'_1 + C'_k) v_{1a}^{(k)} + C_1 v_A^{(k)} / g = C_{Dk} v_O + C_k (v_A^{(k)} + v_O) + C'_1 v_{1b}^{(k)} \quad (4.49)$$

$$-C_1 v_{1a}^{(k)} - (C_1 + C_{Hk}) v_A^{(k)} / g = C_{Hk} v_{Hk} - C_1 v_{1b}^{(k)}, \quad k = 2, \dots, m. \quad (4.50)$$

Aus (4.50) folgt für ideale Operationsverstärker, d.h. für $g \rightarrow \infty$,

$$v_{1a}^{(k)} = v_{1b}^{(k)} - v_{Hk} C_{Hk} / C_1, \quad k = 2, \dots, m. \quad (4.51)$$

Die Spannung über dem Hilfskondensator C_{Hk} nach der Registrierphase ist jetzt durch $v_{Hk} = q_{kO} / C_{Hk}$ gegeben, daher erhalten wir mit (2.98) aus (4.51):

$$v_{1a}^{(k)} = v_{1b}^{(k)} - (v_O - v_{kb}) C_k / C_1, \quad k = 2, \dots, m. \quad (4.52)$$

Nach Abschluß der Schaltphase k ($k = 2, \dots, m$) hat die Spannung über dem Kondensator C_k den Wert $v_{1a}^{(k)} - v_A^{(k)}$, während die Spannung über der zugehörigen Parasität C_{Dk} gleich $v_{1a}^{(k)}$ ist. Da die Bodenelektrode des Kondensators C_k in der folgenden Schaltphase virtuell geerdet wird (vgl. Bild 4.30 und Schaltschema in Bild 4.22(d)), stellt sich über C_k und C_{Dk} eine gemeinsame Spannung v_{ka} ein, die durch

$$v_{ka} = [(v_{1a}^{(k)} - v_A^{(k)}) C_k + v_{1a}^{(k)} C_{Dk}] / C'_k = v_{1a}^{(k)} - v_A^{(k)} C_k / C'_k \quad (4.53)$$

$k = 2, \dots, m$

gegeben ist. Aus (4.49) folgt für $g \rightarrow \infty$

$$C_k v_A^{(k)} = (C_1' + C_k') v_{1a}^{(k)} - C_1' v_{1b}^{(k)} - C_k' v_0, \quad k=2, \dots, m;$$

wir setzen dies in (4.53) ein

$$v_{ka} = (v_{1b}^{(k)} - v_{1a}^{(k)}) : C_1' : C_k' + v_0, \quad k=2, \dots, m \quad (4.54)$$

und erhalten schliesslich mit (4.52) die Beziehung

$$v_{ka} = (1 - C_1' C_k / (C_1 C_k')) v_0 - (C_1' C_k / (C_1 C_k')) v_{1b}, \quad k=2, \dots, m. \quad (4.55)$$

Nun müssen wir noch die Spannung v_{1a} über dem Kondensator C_1 berechnen. Da die Grundlektrode stets auf Massepotential liegt, sind die Spannungen über C_1 und C_{D1} in allen Schaltphasen einander gleich (bei idealen Verstärkern). Ferner gilt

$$v_{1a} = v_{1a}^{(m)}, \quad v_{1b}^{(k)} = v_{1a}^{(k-1)} \quad \text{für } k=3, \dots, m \quad \text{und} \quad v_{1b}^{(2)} = v_0.$$

Hiermit folgt aus (4.52)

$$v_{1a} = v_0 - \sum_{u=2}^m (v_0 - v_{ub}) C_u / C_1 \quad (4.56)$$

und unter Verwendung von (4.28) erhalten wir

$$v_{1a} = 2 v_0 - v_{1b}.$$

Wir sehen, dass (4.55) für $k=1$ mit dieser Gleichung identisch ist, so dass (4.55) für alle $k \in \{1, \dots, m\}$ gültig ist. Sei nun

$$\varepsilon_k = C_{Dk} / C_k, \quad (4.57)$$

Dann folgt aus (4.55) die Beziehung

$$v_{ka} = [1 + (1 + \varepsilon_1) / (1 + \varepsilon_k)] v_0 - v_{kb} (1 + \varepsilon_1) / (1 + \varepsilon_k), \quad k=1, \dots, m. \quad (4.58)$$

Für den Fall, dass alle ε_k einander gleich sind, d.h., dass

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = \dots = \varepsilon_m = \varepsilon \quad (4.59)$$

von Gleichung (1.95a) weiterhin gültig, wobei jetzt sogar die Koeffizienten ε_k immer noch durch (1.97) gegeben sind. Letzteres ist leicht einzusehen. Denn unter Berücksichtigung von (4.59) können wir in (1.97) alle C_u durch C_u' ersetzen ($u=1, \dots, m$), ohne dass sich die Werte der Koeffizienten ε_k ändern.

Im allgemeinen wird aber (4.59) nicht erfüllt sein. Da die Deckparasitäten weitgehend durch Schalterkapazitäten und Verdrahtungskapazitäten gebildet werden, sind die Verhältnisse C_{DK}/C_K auch nicht annähernd gleich. Hier bietet sich jedoch eine erste Möglichkeit zur *Kompensation* der Deckparasitäten an, falls das SC-Filter aus einem Referenznetzwerk mit ausschließlich geraden Elementen entstanden ist. Die Größe der parasitären Kapazitäten muß jedoch bekannt sein. Wir berechnen dann für alle m_Z Netzwerkkondensatoren in dem SC-Filter die Verhältnisse $\epsilon_\zeta = C_{D\zeta}/C_\zeta$, $\zeta = 1, \dots, m_Z$ und suchen $\epsilon_{\max} = \max(\epsilon_1, \dots, \epsilon_{m_Z})$. Zu jedem Netzwerkkondensator C_ζ , dessen Verhältnis $C_{D\zeta}/C_\zeta$ kleiner ist als $\epsilon_{\max}$, schalten wir einen zusätzlichen Kompensationskondensator $C_{K\zeta}$ von der Deckelektrode nach Masse. Hierdurch wird die "parasitäre Kapazität" künstlich vergrößert. Für eine vollständige Kompensation müssen die Kapazitätswerte der $C_{K\zeta}$ folgende Größen besitzen

$$C_{K\zeta} = \epsilon_{\max} C_\zeta - C_{D\zeta} . \quad (4.60)$$

Wie bei allen Kompensationsverfahren ist eine exakte Auslöschung parasitärer Effekte nicht möglich. Durch solche Methoden läßt sich daher nur eine Reduzierung erzielen. Wir wollen hierzu im Abschnitt 4.4 ein numerisches Beispiel betrachten.

4.3.4 Modifizierte Nachladebausteine

4.3.4.1 Realisierung mit Typ A - und Typ B - Nachladeschaltern

Bei Anwendung des "Prinzips der inversen Wiederaufladung" für die Spannungsumkehr fließt durch einen SC-Baustein während des gesamten Registriervorgangs die gleiche Ladung wie in dem folgenden Nachladevorgang. Wir können daher z.B. mit Hilfe von Typ A - Nachladeschaltern *alle* Ladungen q_{k0} registrieren (siehe Bild 4.32(a), Schalter 1 geschlossen), in dem folgenden Nachladeschritt alle Bausteine voneinander trennen und die Ladungen q_{k0} individuell durch die einzelnen Kondensatoren C_k noch einmal "hindurchschieben" (Schalter 2 geschlossen). Zwar ist dann die Anzahl der Operationsverstärker in jedem Netzwerkblock um eins größer, jedoch sind statt dessen nur noch zwei Schaltphasen für den vollständigen Umkehrvorgang erforderlich.

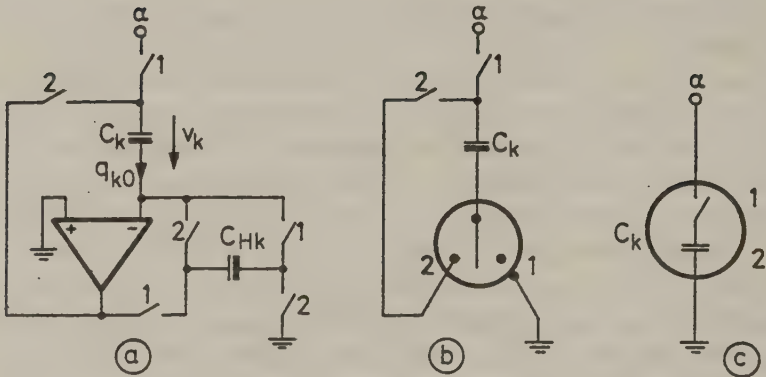


Bild 4.32 (a) Ein Kondensator C_k in Verbindung mit einem Typ A - Nachladeschalter,
(b) Verwendung des Symbols aus Bild 4.22(c),
(c) neue symbolische Darstellung für die gesamte Schaltungsanordnung.

Für eine symbolische Darstellung des Nachladeschalters können wir wieder das Dreipol-Symbol aus Bild 4.22(c) verwenden, und erhalten das Schaltungsdiagramm gemäß Bild 4.32(b). Da aber jetzt eine feste Zuordnung zwischen der Netzwerkkapazität und dem Nachladeschalter besteht, ist es vorteilhaft, für die gesamte Schaltungsanordnung das in Bild 4.32(c) dargestellte Zweipol-Symbol zu verwenden [59]. Der Kondensator in diesem Symbol entspricht der Netzwerkkapazität C_k , und der Schalter soll andeuten, daß dieser Baustein in der Nachladephase von den übrigen abgetrennt ist. Der Schalter soll in dem Symbol auch dann verwendet werden, wenn der oberste Schalter 1 in Bild 4.32(a) bei einer Zusammenschaltung mehrerer Bausteine weggelassen werden kann. Wie bei dem gewöhnlichen VIS-Symbol entsprechen die beiden Ziffern 1 und 2 der Registrierphase und der Nachladephase.

Da die Bodenelektroden aller Kondensatoren stets direkt oder virtuell geerdet sind, sind die Einflüsse der Bodenparasitäten auch bei dieser Schaltung fast eliminiert. Darüber hinaus soll nun gezeigt werden, daß auch hier die Deckparasitäten der Netzwerkkondensatoren Kapazitätsänderungen entsprechen, so daß die

Dämpfungsempfindlichkeit gegenüber diesen Parasitäten wieder außerordentlich gering ist - ein geeignetes Referenzfilter vorausgesetzt. Für eine Untersuchung der Einflüsse der Deckparasitäten können wir weitgehend die Ergebnisse aus Unterabschnitt 4.3.3.4 benutzen. Gehen wir deshalb wieder von der Realisierung eines m-Tor-Paralleladaptors aus. Im Registrierschritt werden m gleichartige Schaltungen gemäß Bild 4.32(a) zusammengeschaltet (Schalter 1 geschlossen). Es fließt dann die durch (2.98) gegebene Ladung q_{k0} auf den Hilfskondensator C_{Hk} , und es stellt sich eine gemeinsame Spannung v_0 gemäß (4.28) ein. In der zweiten Schaltphase wird C_{Hk} zusammen mit der Deckparasität entladen, so daß die Spannung v_k am Ende der Nachladung den durch (4.35) angegebenen Wert v_{ka} annimmt. Diese Gleichung gilt jedoch nun für alle $k \in \{1, \dots, m\}$. Falls $C_{DHk} = 0$ ist für $k = 1$ bis m , bleibt (2.95a,b) gültig, hingegen muß wieder in (2.97) C_μ durch C'_μ (Gl. (4.29), $\mu = 1, \dots, m$) ersetzt werden, was einer Bauelementänderung entspricht.

Die Kombination eines Kondensators C_k mit einem Nachladeschalter vom Typ B ist in Bild 4.33(a) gezeigt. Auch bei dieser Schaltung ist ein zusätzlicher Entladetakt erforderlich, um den Einfluß der Bodenparasität von C_k zu eliminieren (vgl. Bild 4.22(d) für $m=2$). In dem Symbol für diesen Nachladeschalter wird der Entladetakt durch eine zusätzliche Ziffer in der Nähe des Masseanschlusses gekennzeichnet (Bild 4.33(b)). Die Einflüsse der Parasitäten des Hilfskondensators C_{Hk} sind eliminiert, so daß wir nur noch die Auswirkung der Deckparasität C_{Dk} berechnen müssen. Die in der Phase 1 (Schalter 1 geschlossen) registrierten Ladungen q_{k0} fließen in der Nachladephase (Schalter 2 geschlossen) noch einmal durch C_k . Gleichzeitig wird C_{Dk} entladen, diese Ladung fließt ebenfalls auf C_k . Sei $v_{ka}^{(2)}$ der Wert der Spannung v_k über C_k nach der Schaltphase 2. Dann gilt

$$v_{ka}^{(2)} = (C'_k v_0 + q_0) / C_k \quad k = 1, \dots, m, \quad (4.61)$$

wobei q_0 durch (2.98), v_0 durch (4.28) und C'_k durch (4.29) gegeben ist. In dem darauf folgenden Entladetakt findet zwischen C_k und C_{Dk} ein Ladungsausgleich statt, wir erhalten somit als Endwert der Spannung v_k

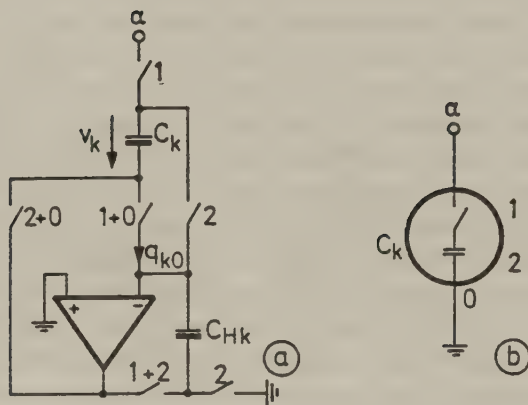


Bild 4.33 (a) Ein Kondensator C_k in Verbindung mit einem Typ B - Nachladeschalter,

(b) Kennzeichnung des Entladetaktes in der symbolischen Darstellung.

$$v_{ka} = v_{ka}^{(2)} C_k / C_k' = v_0 + q_{k0} / C_k', \quad k = 1, \dots, m. \quad (4.62)$$

Einsetzen von (2.98) ergibt

$$v_{ka} = v_0 (1 + C_k / C_k') - v_{kb} C_k / C_k', \quad k = 1, \dots, m. \quad (4.63)$$

Wir sehen, daß (4.63) nur dann mit (2.95a) übereinstimmt, wenn alle Deckparasitäten gleich null sind. Die in Unterabschnitt 4.3.3.5 beschriebenen Kompensationsmethode kann hier nicht angewendet werden.

Für die Nachbildung von Induktivitäten und Gyroelementen muß nach Abschluß der Nachladung die Spannung über dem entsprechenden Kondensator invertiert werden. Bei Verwendung der gleichen Schaltung für die Invertierung sind zwei bzw. drei weitere Schaltschritte erforderlich. Im nächsten Abschnitt wird eine Schaltung beschrieben, bei der insgesamt (einschl. Registrierung und Nachladung) nur drei Schaltschritte benötigt werden.

4.3.4.2 Realisierung von Induktivitäten und Gyroelementen

Bisher bezeichneten wir mit v_{ka} den Wert der Spannung v_k über einem Kondensator C_k nach Abschluß des Spannungsumkehrvorgangs zur Erfüllung der Kirchhoffschen Spannungsregel. Wir wollen diese Bezeichnung im Gegensatz zu der in [59] gewählten Notation beibehalten und den Wert der Spannung v_k nach Abschluß des darauf folgenden Spannungsumkehrvorgangs zur Invertierung von v_{ka} nun mit $\bar{v}_{ka}$ bezeichnen. Im Idealfall gilt mit (2.95a)

$$\bar{v}_{ka} = -v_{ka} = -2 v_O + v_{kb} . \quad (4.64)$$

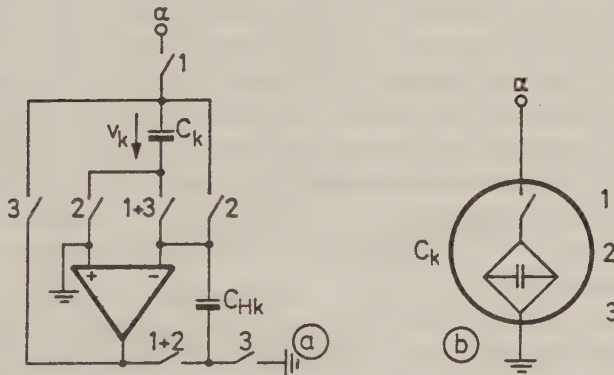


Bild 4.34 (a) Ein Nachladebaustein zur Realisierung einer Induktivität,

(b) symbolische Darstellung der Schaltung.

Ein Nachladebaustein zur Erfüllung dieser Gleichung ist in Bild 4.34(a) gezeigt. Während der Registrierschritt (Schalter 1 geschlossen) unverändert bleibt, wird der Kondensator C_k sowie seine Deckparasität C_{Dk} in der zweiten Schaltphase (Schalter 2 geschlossen) entladen (Entladeschritt), die Ladungen werden zu der auf C_{Hk} addiert. Wir bezeichnen mit q_{Hk} die Summe dieser Ladungen, also ist

$$q_{Hk} = q_{kO} + C_k' v_O . \quad (4.65)$$

In der dritten Schaltphase (Schalter 3 geschlossen) wird der

Hilfskondensator C_{Hk} entladen und die Ladung q_{Hk} fließt auf C_k (Wiederaufladeschritt); und zwar so, daß die Spannung v_k den Wert

$$\bar{v}_{ka} = -q_{Hk}/C_k \quad (4.66)$$

annimmt. Setzen wir (4.65) mit (2.98) in (4.66) ein, so erhalten wir

$$\bar{v}_{ka} = -(1 + C'_k/C_k) v_O + v_{kb} \quad (4.67)$$

Wir sehen, daß (4.64) erfüllt ist, falls $C_{Dk} = 0$ ist.

In [59] sind vier weitere Nachladebausteine für die Nachbildung einer Querinduktivität angegeben. Bei allen ist jedoch ein zusätzlicher Entladetakt erforderlich, um die Einflüsse der Bodenparasitäten zu eliminieren. Daher scheint die in Bild 4.34(a) dargestellte Schaltung die geeignetste zu sein. Eine symbolische Darstellung dieser Schaltung ist in Bild 4.34(b) gezeigt. Das Brückenschaltungssymbol soll andeuten, daß die Spannung über dem Kondensator C_k invertiert wird. Die drei Ziffern 1, 2 und 3 bezeichnen Registrierschritt, Entladeschritt und Wiederaufladeschritt.

Für die Realisierung eines Gyroelements kann die Schaltung nach Bild 4.34(a) mit der in Bild 4.32(a) gezeigten kombiniert werden, innerhalb einer Betriebsperiode müssen dann mindestens fünf Schaltschritte ausgeführt werden. Die resultierende Schaltung ist in [59] beschrieben, wir wollen hier nicht näher darauf eingehen. In Bild 4.35(a) ist eine Schaltung dargestellt, bei der nur vier Schaltschritte pro Betriebsperiode erforderlich sind [119]. Die Ziffern 1 bis 4 an den Schaltern entsprechen diesen vier aufeinanderfolgenden Schaltphasen. Der Nachladebaustein enthält die zwei Netzwerkkondensatoren C_1 und C_2 ; falls $C_1 = C_2 = T/2R$ ist, entspricht die Schaltung der SC-Nachbildung eines Gyroelements mit dem charakteristischen Widerstand R . In der folgenden Herleitung wollen wir den Einfluß der Deckparasitäten mit berücksichtigen, während der Operationsverstärker als ideal angenommen wird.

Wir gehen davon aus, daß der Baustein in der ersten Hälfte

sten Schaltschritt 3 (Registrierschritt im geraden Netzwerkblock) ist, gilt

$$v_{2b}(t_{2n}) = [C_1 v_{10}(t_{1n}) + q'_{10} C'_H / C_H] / C_2 \quad (4.70)$$

mit $C'_H = C_H + C_{DH}$. (4.71)

Setzen wir (4.68) und (4.69) in (4.70) ein, so erhalten wir

$$v_{2b}(t_{2n}) = [v_{1b}(t_{1n}) + (1 + C'_H / C_H) q'_{10}(t_{1n}) / C'_1] C_1 / C_2 \quad (4.72)$$

In der dritten Schaltphase fließt die Ladung $q_{20}(t_{2n})$ auf C_2 und auf die zugehörige Deckparasität C_{D2} . Ferner wird ein Teil dieser Ladung auf C_1 abgespeichert, nämlich

$$q'_{20}(t_{2n}) = q_{20}(t_{2n}) C_2 / C'_2, \quad (4.73)$$

wobei C'_2 durch (4.29) gegeben ist. Die Spannung v_2 ändert sich von $v_{2b}(t_{2n})$ auf

$$v_{20}(t_{2n}) = v_{2b}(t_{2n}) + q_{20}(t_{2n}) / C'_2. \quad (4.74)$$

In der vierten Schaltphase (Nachladephase im geraden Netzwerkblock) werden schließlich C_2 und C_{D2} entladen und ihre Ladungen werden zu der auf C_1 addiert. Da die resultierende Spannung über C_1 gleich der Anfangsspannung für den nächsten Registrierschritt im ungeraden Netzwerkblock ist, gilt

$$v_{1b}(t_{1n+T}) = -(q'_{20}(t_{2n}) + C'_2 v_{20}(t_{2n})) / C_1. \quad (4.75)$$

Mit (4.73) und (4.74) erhalten wir schließlich

$$v_{1b}(t_{1n+T}) = -[C'_2 v_{2b}(t_{2n}) + q_{20}(t_{2n}) (1 + C_2 / C'_2)] / C_1. \quad (4.76)$$

Im idealen Fall, d.h. für $C_{D1} = C_{D2} = C_{DH} = 0$ und $C_1 = C_2 = C$, wird aus (4.72) und (4.76)

$$v_{2b}(t_{2n}) = v_{1b}(t_{1n}) + 2 q_{10}(t_{1n}) / C,$$

$$v_{1b}(t_{1n+T}) = -[v_{2b}(t_{2n}) + 2 q_{20}(t_{2n}) / C].$$

Mit $q_v(t_{vn}) = 2 q_{v0}(t_{vn})$ ($v = 1, 2$) und (2.77a,b) aus Abschnitt 2.9 mit $\sigma_{21} = 1$ und $\sigma_{12} = -1$ bleibt (2.76) gültig, so daß wir schließlich den in der zweiten Zeile der Tab. 2.2 angegebenen Zusammenhang erhalten.

Falls $C_1 \neq C_2$ ist, entspricht der Nachladebaustein in Bild 4.35(a) einem Gyroelement in Kaskadenschaltung mit einem *Spannungsskalierer* [119]. Obwohl dieser Skalierer nicht verlustfrei ist, bleibt die geringe Empfindlichkeit der Dämpfungscharakteristik gegenüber Bauelementschwankungen bestehen. Der Spannungsskalierungsfaktor $\gamma_U = C_2/C_1$ bewirkt nur eine *frequenzunabhängige* Verstärkung bzw. Dämpfung [119]. Daher entstehen bei einer Verletzung der Bedingung $C_1 = C_2$ aufgrund von Toleranzen keine signifikanten Änderungen der Dämpfungscharakteristik. Andererseits kann bei einem Filterentwurf die Möglichkeit der Spannungsskalierung ausgenutzt werden, um die Spannungsüberhöhung innerhalb des Filters möglichst gering zu halten. Durch Hinzufügen eines weiteren Kondensators kann ebenfalls eine *Kapazitätskalierung* durchgeführt werden, um die Gesamtkapazität (Summe aller Kapazitätswerte) und somit auch die erforderliche Chipfläche für die Integration zu reduzieren. Eine solche Kapazitätsskalierung ist *unabhängig* von der Spannungsskalierung, durch beide Skalierungsmethoden wird die Dämpfungsempfindlichkeit gegenüber Toleranzen nicht verschlechtert. Eine ausführliche Beschreibung dieser Prinzipien ist in [119] zu finden. Da der Baustein nach Bild 4.35(a) im allgemeinen Fall einem Skalierungs-Gyro-Element entspricht, wollen wir für ihn das in Bild 4.35(b) dargestellte Symbol verwenden. Der Pfeil in diesem Symbol bezeichnet die Gyrationenrichtung, und die Ziffern 1 und 2 auf der linken bzw. 3 und 4 auf der rechten Seite kennzeichnen Registrierung und Nachladung in dem links bzw. rechts angrenzenden Teilnetzwerk. An dieser Stelle sei bemerkt, daß auch Leitungselemente mit Skalierern kombiniert werden können. Entsprechende SC-Bausteine sind ebenfalls in [119] beschrieben worden.

4.3.4.3 Filterschaltungen mit modifizierten Nachladebausteinen

Als nächstes wollen wir einige Beispiele für die Realisierung von Filterschaltungen betrachten. Folgen wir den in Unterabschnitt 4.3.4.1 beschriebenen Prinzipien, daß jeder SC-Baustein einen eigenen Nachladeschalter enthält, so ist die Anzahl der Operationsverstärker gleich der Anzahl der Elemente

im Referenzfilter. Bei denjenigen Bausteinen, die den resistiven Abschlüssen entsprechen, brauchen jedoch keine Nachladeschalter vorgesehen zu werden. Die Spannung v_2 über dem Abschlußkondensator C_2 (entspricht dem Abschlußwiderstand R_2 im Referenzfilter, vgl. z.B. Bild 4.1) nimmt nach dem Registrierschritt den Wert $v_{20} = q_{20}/C_2 = q_2/2 C_2 = v_{2a}/2$ an. Daher kann als Ausgangssignalgröße auch v_{20} anstatt v_{2a} verwendet werden, wir erhalten lediglich eine zusätzliche frequenzunabhängige Grunddämpfung von 6 dB. Diese Grunddämpfung kann durch den Einbau von Skalierern ausgeglichen werden. Eine Nachladung ist bei C_2 also nicht erforderlich, so daß der entsprechende Operationsverstärker eingespart werden kann. Für den Fall, daß das reflektierte Signal nicht benötigt wird, ist auch für C_1 (entspricht dem Quellwiderstand R_1) kein Nachladeschalter erforderlich. Das bedeutet schließlich, daß die Zahl der Operationsverstärker nicht größer als die Zahl der reaktiven Elemente des Referenzfilters.

Das erste Beispiel (Bild 4.36(a)) ist ein Tiefpaß 7. Ordnung mit den Nachladebausteinen gemäß Bild 4.32(a). Der in diesem Bild mit 1 bezeichnete Schalter zwischen der Klemme α und der Deckelektrode von C_k kann bei allen Elementen wegfallen, und C_k kann direkt mit α verbunden werden. Wie bei der Schaltung nach Bild 4.25(a) lassen sich die in den Bildern 4.1 und 4.2 dargestellten Referenzfilterstrukturen realisieren. Die Schalter in Bild 4.36(a) sind wieder durchnummeriert mit S_1 bis S_{14} . Da alle Nachladebausteine synchron arbeiten, genügt es, die Schalter 1 und 2 innerhalb der Nachladebausteine (siehe Bild 4.32(a)) mit S_1 und S_2 zu bezeichnen. Bild 4.36(b) zeigt das Diagramm für die Steuerung der Schalter bei Nachbildung der Leitungselementstruktur gemäß Bild 4.1. Dieses Diagramm enthält nur noch fünf unterschiedliche Steuersequenzen. Das bedeutet eine deutliche Verbesserung gegenüber der Schaltung nach Bild 4.25(a), für die zehn unterschiedliche Schaltsequenzen erforderlich sind (vgl. Bild 4.25(b)). Statt dessen werden nun drei Operationsverstärker mehr benötigt, so daß der gesamte Realisierungsaufwand einschließlich eines integrierten Taktgenerators für die Schaltersteuerung sicherlich größer ist als bei der Schaltung nach Bild 4.25(a).

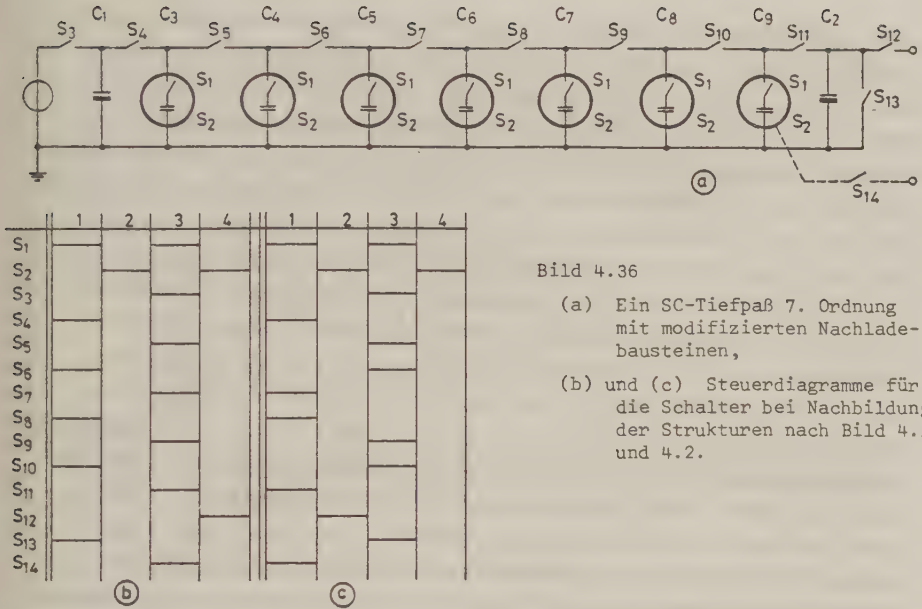


Bild 4.36

- (a) Ein SC-Tiefpaß 7. Ordnung mit modifizierten Nachladebausteinen,
(b) und (c) Steuerdiagramme für die Schalter bei Nachbildung der Strukturen nach Bild 4.1 und 4.2.

Das Ausgangssignal kann sowohl in der Schaltphase 4 von der Deckelektrode des Kondensators C_2 (Schalter 12 geschlossen) als auch am Ende der dritten Phase vom Ausgang des Operationsverstärkers des letzten Nachladebausteins abgenommen werden. Im letzteren Fall kann auch wieder der Ausgangssignalpegel durch geeignete Wahl des zugehörigen Hilfskondensators auf einen gewünschten Pegel angehoben oder abgesenkt werden.

Bei Verwendung des in Bild 4.36(c) gezeigten Steuerdiagramms entspricht die SC-Schaltung der Tiefpaßstruktur nach Bild 4.2 - jedoch wieder ohne die erste und letzte Querkapazität, d.h., C_3 entspricht dem Leitungselement R_4 , C_4 entspricht der Querkapazität R_5 , usw. In der ersten Hälfte der Betriebsperiode (Phasen 1 und 2) erfolgen Registrierung und Nachladung bei den Kondensatoren C_3 , C_5 , C_6 , C_7 und C_9 , während C_4 und C_8 in diesem Zeitintervall nicht von einem Impulsstrom durchflossen werden. Trotzdem können die Schalter S_1 und S_2 der betreffenden Nachladebausteine nacheinander betätigt werden, ohne daß ein Ladungstransport erfolgt, denn C_4 und C_8 sind von den übrigen Kondensa-

toren abgetrennt. Ähnliches gilt für C_6 und den zugehörigen Nachladebaustein in der zweiten Hälfte der Betriebsperiode (Phase und 4). Wir haben hierdurch erreicht, daß auch bei Nachbildung dieser Struktur alle Nachladebausteine synchron arbeiten [79], wodurch die Schaltersteuerung gegenüber früheren Entwürfen [59] wesentlich vereinfacht wird. Das Steuerdiagramm enthält ebenfalls nur fünf unterschiedliche Schaltsequenzen gegenüber 16 bzw. 17 bei den Diagrammen nach Bild 4.25(c) und (d). Ferner müssen nur vier statt sechs bzw. fünf Schaltschritte pro Betriebsperiode ausgeführt werden. Die Vereinfachung gegenüber diesen Steuerdiagrammen ist jetzt noch gravierender als im vorhergehenden Fall. Ein weiterer Vorteil der Schaltungen mit modifizierten Nachladebausteinen ist die hohe Modularität, so daß ein Standardzellenverfahren für den Entwurf einer integrierten Schaltung angewendet werden kann. Demgegenüber steht der Nachteil eines höheren Aufwands an Operationsverstärkern, was nicht nur eine größere Chipfläche und höheren Leistungsverbrauch bedeutet, sondern auch eine schlechtere Dynamik aufgrund des höheren Rauschens. Im Einzelfall ist daher abzuwägen, welcher der beiden Filterschaltungen (Bild 4.25(a), 4.36(a)) der Vorzug zu geben ist.

Bei versteilerten Filtern ist es vorteilhaft, nicht nur die modifizierten Nachladebausteine sondern auch die ursprünglichen Nachladeschalter (z.B. Typ A) zu verwenden. Die Stichleitungen bestehen i.a. aus einem mit einer Kapazität abgeschlossenen Leitungselement. Der zugehörige SC-Netzwerkblock enthält dann nur eine Schleife, so daß keine sequentielle Nachladung erforderlich ist. In Bild 4.37 ist als Beispiel die SC-Realisierung eines versteilerten Leitungselement-Tiefpasses 5. Ordnung (siehe Bild 4.6(b)) zusammen mit dem zugehörigen Steuerdiagramm für die Schalter dargestellt. Es ist anzumerken, daß bei einer ausschließlichen Verwendung der Typ A - Nachladeschalter ebenfalls fünf Operationsverstärker erforderlich sind, nur ist die Schaltersteuerung wesentlich komplizierter [121]. Dieses Beispiel zeigt, daß bei einigen Filterstrukturen die partielle Verwendung der modifizierten Nachladeschalter den Vorteil einer einfacheren Schaltersteuerung mit sich bringt, ohne daß die Zahl der Operationsverstärker steigt.

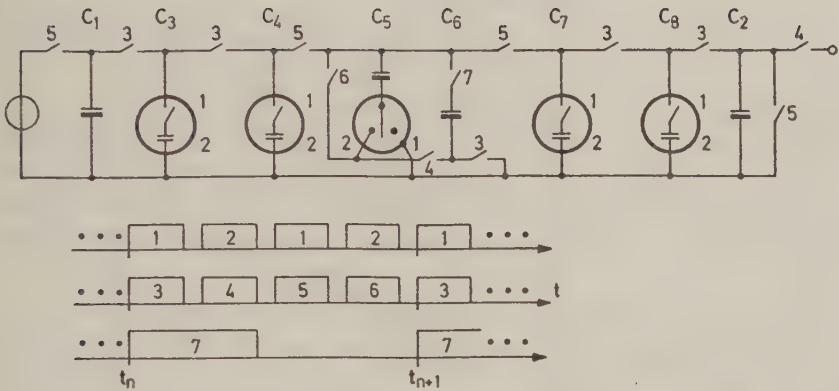


Bild 4.37 SC-Realisierung des in Bild 4.6(b) dargestellten versteilerten Leitungselement-Tiefpasses 5. Ordnung und das zugehörige Steuerdiagramm für die Schalter.

Bei der in Bild 4.37 dargestellten Schaltung kann das Ausgangssignal nur über C_2 , also nicht vom Ausgang eines Operationsverstärkers abgenommen werden. Für eine integrierte Realisierung wäre daher noch ein weiterer Ausgangsverstärker erforderlich. Jedoch auch bei derartigen Strukturen kann durch geeignete zusätzliche Schaltungsmaßnahmen dieser Verstärker eingespart werden. Dies soll anhand des nächsten Beispiels gezeigt werden.

Wir betrachten einen versteilerten Hochpaß 5. Ordnung (Bild 4.38(a)), den wir mit modifizierten Nachladebausteinen realisieren wollen (Bild 4.38(b)). Für die Stichleitung verwenden wir wieder einen Nachladeschalter vom Typ A. Bei dem ersten Nachladebaustein (entspricht Querinduktivität R_3) haben wir zwischen Ausgang und invertierendem Eingang des Operationsverstärkers (vgl. Bild 4.34(a)) einen weiteren Schalter vorgesehen, der in der Schaltphase 4 geschlossen wird. Dadurch wird erreicht, daß der Verstärker auch in dieser Phase gegengekoppelt ist. In dem entsprechenden Symbol in Bild 4.38(b) ist dies durch eine zusätzliche Ziffer angedeutet. Zu dem letzten Nachladebaustein (entspricht R_8) haben wir eine weitere Hilfskapazität C_{H2} hinzugefügt. In der Schaltphase 4 wird C_2 entladen und die Ladung

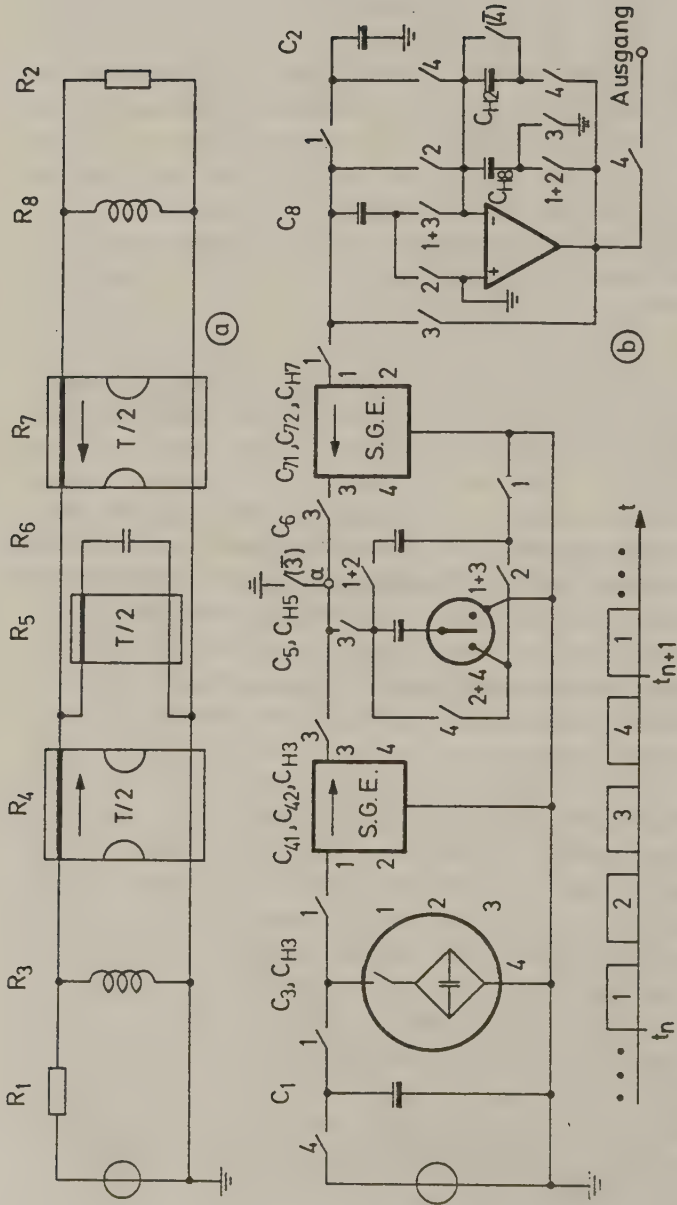


Bild 4.38 (a) Ein versteilter Leitungselement-Hochpaß 5. Ordnung,

(b) SC-Realisierung mit Nachladebausteinen und das zugehörige Steuerdiagramm für die Schalter.

$C_2 v_{2a}/2$ fließt auf C_{H2} , so daß die Ausgangsspannung des Verstärkers am Ende der Phase 4 den Wert

$$v_A = -v_{2a} C_2/2 C_{H2} \quad (4.78)$$

annimmt. Das Minuszeichen in (4.78) bedeutet eine Phasenumkehr, diese ist in den meisten praktischen Fällen irrelevant. Durch geeignete Wahl von C_{H2} kann der Ausgangssignalpegel wieder einem gewünschten Wert angepaßt werden.

Wir wollen nun anhand dieser Schaltung nach Bild 4.38(b) auch den Einfluß der in Unterabschnitt 3.2.1 erwähnten Ladungseinstreuung untersuchen. Wie wir bereits in Unterabschnitt 4.2.3.2 gesehen haben, sind die notwendigen Funktionsfähigkeitsbedingungen bei verstreuten Hochpässen nicht erfüllt. Deshalb wollen wir hier die gleichen Maßnahmen ergreifen wie bei dem Bandpaß nach Bild 4.26(d) und wollen nun die Spannungsüberhöhung aufgrund der Ladungseinstreuung numerisch untersuchen. Wir nehmen an, daß in jeder Schaltphase 1 eine Ladung $\Delta q = 0,03 \text{ pC}$ eingestreut wird. Für das Analyseprogramm [102] benutzen wir hierzu als Hilfsschaltung die in der letzten Zeile der Tab. 2.1 dargestellte SC-Realisierung einer Stromquelle (vgl. auch Bild 3.18, Unterabschnitt 3.4.4)

In Tab. 4.2 sind die Entwurfssparameter und die Kapazitätswerte des SC-Hochpasses zusammengestellt. Die durchgezogene Linie (Kurve (1)) in Bild 4.39(a) zeigt den Dämpfungsverlauf im Durchlaßbereich für den idealen Fall (unendliche Verstärkung, keine Parasitäten). Auf eine Darstellung des gesamten Dämpfungsverlaufs soll hier verzichtet werden. Da mit dem vorhandenen Analyseprogramm [102] nur eine Berechnung im Frequenzbereich möglich ist, ist in Bild 4.39(b) der Spannungspegel an Knoten α in einem Frequenzintervall in der Nähe von 0 Hz dargestellt. (Eine Berechnung bei 0 Hz würde in dem vorliegenden Fall zu einem arithmetischen Überlauf führen.) Der Spannungspegel 0 dBV ($\hat{=} 1 \text{ V}$) bezieht sich auf die Schaltphase 3 bei einer Ladungseinstreuung $|\Delta Q| = 0,03 \text{ pC}$, die ebenfalls in Phase 3 erfolgt. Aus dem Diagramm (Kurve (1)) ist zu entnehmen, daß für $f \rightarrow 0$ der Pegel gegen unendlich strebt. Bei der zweiten Analyse wurden die Deckparasitäten berücksichtigt (nur parasitäre Kapazitäten der

Schalter, $0,05 \text{ pF}$ pro Elektrode), während die Verstärker weiterhin als ideal angenommen wurden. Wir erkennen anhand des Dämpfungsverlaufs (gepunktete Linie (2), Bild 4.39(a)), daß die Parasitäten eine Verstärkungsüberhöhung in der Nähe der Grenzfrequenz sowie eine Verschiebung derselben zu einem niedrigeren Wert hin bewirken. Der Spannungspegel am Knoten α sinkt aufgrund dieser parasitären Kapazitäten auf etwa -6 dBV ($\approx 0,5 \text{ V}$) ab (siehe Kurve (2) in Bild 4.39(b)). Falls dieser Pegel immer noch zu hoch ist, kann er durch Hinzufügen eines zusätzlichen Kondensators zwischen dem Knoten α und Masse in dieser Schaltung nach Bild 4.38(b) weiter abgesenkt werden. Für den Kapazitätswert $0,5 \text{ pF}$ sinkt der Pegel auf $-23,35 \text{ dBV}$ ($\approx 0,068 \text{ V}$, s. gestrichelte Kurve (3) in Bild 4.39(b)). Gleichzeitig verbessert sich sogar das Dämpfungsverhalten des Filters (siehe Kurve (3) in Bild 4.39(a)), d.h., die

Filterspezifikationen :

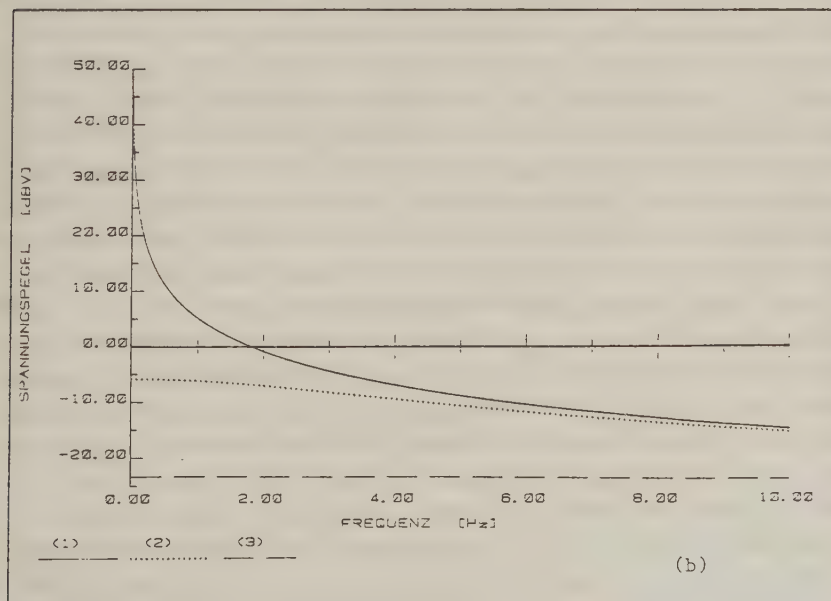
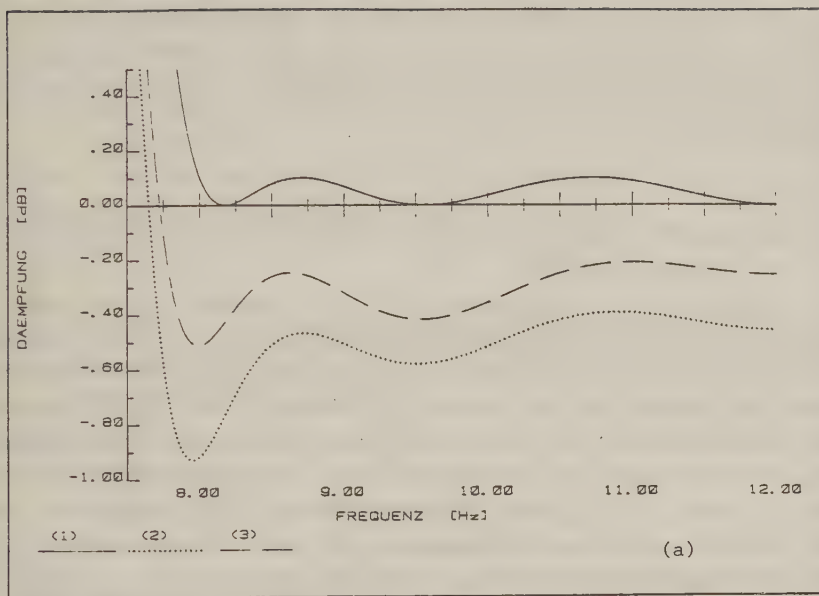
maximale Dämpfung im Durchlaßbereich ($8 - 12 \text{ kHz}$): $0,1 \text{ dB}$,
 minimale Dämpfung im Sperrbereich ($0 - 4 \text{ kHz}$): 57 dB ,
 Abtastrate : 24 kHz .

Kapazitätswerte :

$C_1 = C_2 = 10 \text{ pF}$, $C_3 = C_8 = 19,642 \text{ pF}$,
 $C_{41} = C_{42} = C_{71} = C_{72} = 3,932 \text{ pF}$, $C_5 = 24,724 \text{ pF}$, $C_6 = 92,86 \text{ pF}$,
 $C_{H2} = 5 \text{ pF}$, $C_{H3} = C_{H4} = C_{H7} = C_{H8} = 4 \text{ pF}$, $C_{H5} = 20 \text{ pF}$.

Tab. 4.2 Filterspezifikationen und Kapazitätswerte für den SC-Hochpaß nach Bild 4.38(b).

- Bild 4.39 (a) Simulierter Dämpfungsverlauf im Durchlaßbereich des SC-Hochpasses nach Bild 4.38(a),
 (b) simulierter Verlauf des Spannungspegels zwischen Knoten α und Masse in Schaltphase 1 bei einer Ladungseinstreuung von $0,03 \text{ pC}$ ($0 \text{ dBV} \approx 1 \text{ V}$).
- Kurve (1): ideale Bauelemente,
 Kurve (2): $0,05 \text{ pF}$ Schalterparasitäten,
 Kurve (3): wie (2), jedoch mit zusätzlichem Kondensator von $0,5 \text{ pF}$ zwischen Knoten α und Masse.



Verstärkungsüberhöhung wird verringert. Wir haben gesehen, daß durch solch eine Maßnahme bei verstellten Hochpässen eine Funktionsunfähigkeit aufgrund von Ladungseinstreuungen vermieden werden kann.

4.3.5 Weitere Verfahren für die Elimination der Einflüsse von Bodenparasitäten

Wie bereits in Unterabschnitt 2.4.2 erwähnt wurde, lassen sich die Einflüsse der Bodenparasitäten auch mit Hilfe der Integrator-Spannungsumkehrschalter eliminieren [60]. Dieses Spannungsumkehrverfahren besitzt jedoch den Nachteil, daß die Anwendung auf Netzwerkböcke mit nur *einer* kritischen Schleife beschränkt ist, es sei denn, daß das sequentielle Spannungsumkehrverfahren benutzt wird [123]. Ohne Anwendung dieses Verfahrens können die Einflüsse der Bodenparasitäten nur bei einer Nachbildung der in Bild 4.1 gezeigten einfachen Leitungselementstruktur eliminiert werden. Ferner muß der Hilfskondensator innerhalb der Spannungsumkehrschalter für eine korrekte Spannungsumkehr gleich der "Schleifenkapazität" des Netzwerkböcks sein (vgl. Unterabschnitt 2.4.2). Daraus folgt, daß die SC-Schaltung nicht die gleiche geringe Dämpfungsempfindlichkeit gegenüber Toleranzen besitzt wie das Referenzfilter. Da ferner derselbe Spannungsumkehrschalter sowohl in einem geraden als auch in einem ungeraden Netzwerkböck eingesetzt wird (vgl. Abschnitt 2.10) und da die Schleifenkapazitäten der unterschiedlichen Netzwerkböcke i.a. nicht gleich sind, müssen die Hilfskondensatoren zudem noch umgeschaltet werden. Daher ist die Schaltersteuerung relativ kompliziert. Ein weiterer Nachteil der SC-Filter mit Integrator-Spannungsumkehrschaltern ist eine hohe Empfindlichkeit gegenüber Deckparasitäten. Deren Einflüsse lassen sich jedoch durch Modifikation der Kapazitätswerte kompensieren [120]. Die SC-Realisierung eines Leitungselementfilters 7. Ordnung ist in [77] angegeben. Im nächsten Abschnitt soll die Schaltung in Bezug auf Empfindlichkeit gegenüber Deckparasitäten mit anderen VIS-SC-Realisierungen verglichen werden.

Bei den in [83] vorgestellten Verfahren für die Realisierung von VIS-SC-Schaltungen sind die Einflüsse *aller* parasitären Kapazitäten eliminiert bzw. fast eliminiert. Nachteilig ist jedoch hier, daß ein wesentlich höherer Schaltungsaufwand erforderlich ist und daß ebenso wie bei Integrator-Spannungsumkehrschaltern gewisse Nebenbedingungen hinsichtlich der Kapazitätswerte einzuhalten sind, so daß auch diese Schaltungen eine größere Empfindlichkeit gegenüber Toleranzen besitzen.

4.4 Numerische Untersuchung der Einflüsse von nichtidealen Bauelementen auf das Dämpfungsverhalten eines Leitungselement-Tiefpasses 7. Ordnung

4.4.1 Einflüsse der Deckparasitäten und der Eingangskapazitäten der Verstärker

In diesem Abschnitt sollen die Einflüsse der Deckparasitäten und der parasitären Eingangskapazitäten der Verstärker für die zuvor beschriebenen VIS-SC-Schaltungen mit Hilfe des Analyseprogramms WASCAP [102] numerisch untersucht und miteinander verglichen werden. Wir wollen in diesem Vergleich sowohl die Integrator-Spannungsumkehrschalter als auch die in [62] beschriebenen Spannungsfolger-Umkehrschalter mit einbeziehen. Der Vergleich soll am Beispiel eines Leitungselement-Tiefpasses 7. Ordnung gemäß Bild 4.1 durchgeführt werden. Der Durchlaßbereich dieses Filters erstreckt sich von 0 bis 3,4 kHz, die Abtastfrequenz beträgt 24 kHz. Die Bauelemente des Referenzfilters wurden für eine Dämpfungsrippelamplitude im Durchlaßbereich von 0,2 dB berechnet [111]. Der Dämpfungsverlauf dieses Filters ist in Bild 4.40 dargestellt. Obwohl mit solch einem Filter bei vorgegebenen Filtergrad nur mäßige Dämpfungsforderungen erfüllt werden können, wollen wir dieses Beispiel wählen, um einen Vergleich mit Integrator-VIS-SC-Filtern durchführen zu können.

Wir verwenden für alle zu untersuchenden Strukturen einheitlich die folgenden Kapazitätswerte für die Netzwerkkondensatoren:

$$C_1 = C_2 = 20 \text{ pF}, \quad C_3 = C_9 = 6,28 \text{ pF}, \quad C_4 = C_8 = 59,04 \text{ pF}, \\ C_5 = C_7 = 4,03 \text{ pF}, \quad C_6 = 65,65 \text{ pF}.$$

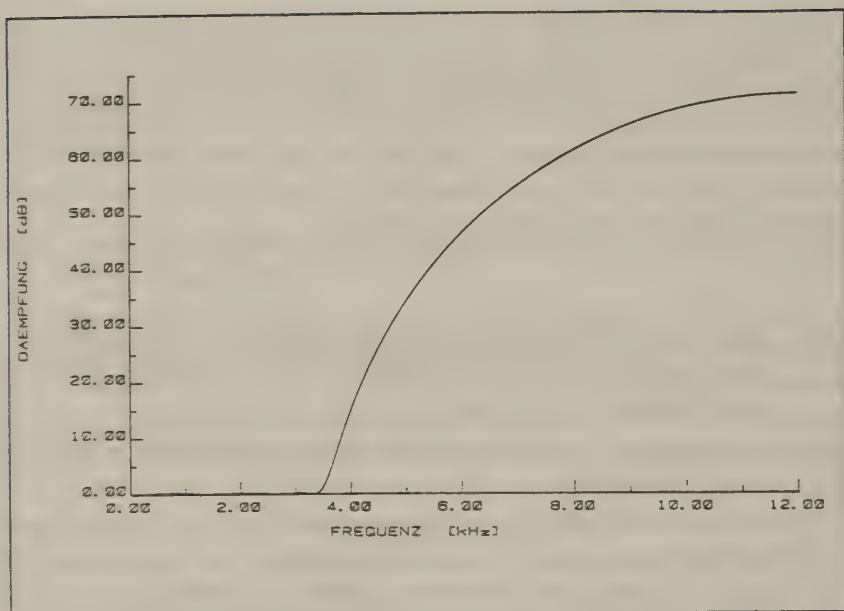


Bild 4.40 Dämpfungsverlauf des Leitungselement-Tiefpasses 7. Ordnung

Die Hilfskondensatoren für das SC-Filter mit Integrator-Spannungs-umkehrschaltern werden entsprechend den Entwurfsregeln [60] berechnet (siehe auch Unterabschnitt 2.4.2), während für diejenigen in den übrigen Schaltungen einheitlich der Wert 10 pF gewählt wird. Wir nehmen vereinfachend an, daß alle Deckparasitäten ausschließlich durch die parasitären Kapazitäten der Schalter entstehen und setzen pro Schalteranschluß den Wert 0,05 pF (entspricht C_{p1} und C_{p2} in Bild 3.2) an. Ferner nehmen wir an, daß die Eingangskapazitäten der Operationsverstärker und Spannungsfolger 0,1 pF betragen. Ansonsten setzen wir hier ideale Operationsverstärker (unendliche Verstärkung) und ideale Spannungsfolger (Verstärkung gleich eins) voraus. In diesem Fall sind die Einflüsse der Bodenparasitäten eliminiert.

Da der Einfluß der Deckparasitäten auf die Dämpfung im Sperrbereich relativ gering ist, beschränken wir uns auf die Betrachtung des Durchlaßbereichs. Die simulierten Dämpfungsverläufe der

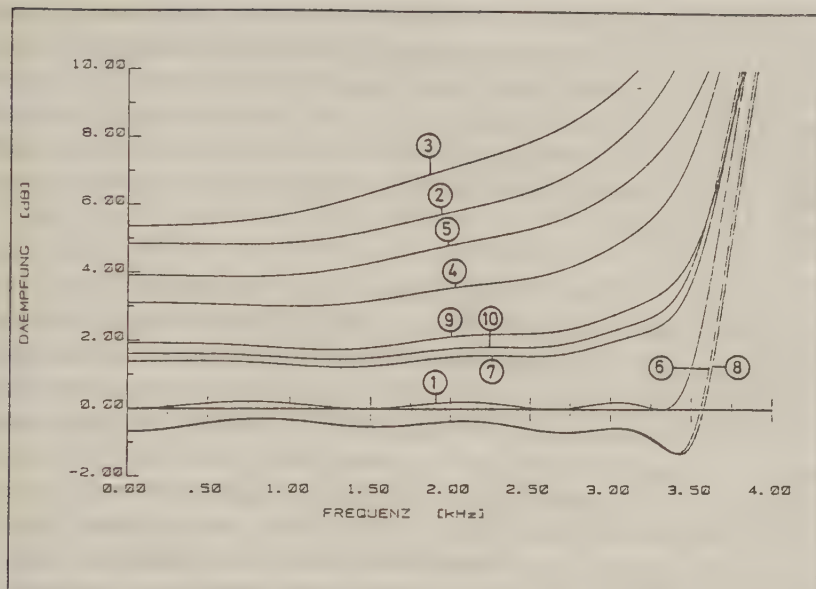


Bild 4.41 Einfluß der Deckparasitäten und der Eingangskapazitäten der Verstärker bei verschiedenen SC-Realisierungen des Leitungselement-Tiefpasses 7. Ordnung:

- Kurve (1): Idealer Dämpfungsverlauf des Tiefpasses,
- Kurve (2): Dämpfungsverlauf bei Realisierung mit modifizierten Spannungsumkehrschaltern (Schaltung nach Bild 4.21(a))
- Kurve (3): und mit VIS-Bausteinen nach [62].
- Kurve (4) und (5): Wie (2) und (3), jedoch ohne Berücksichtigung der Eingangskapazitäten der Verstärker.
- Kurve (6): Dämpfungsverlauf bei Realisierung mit Nachladeschaltern vom Typ A (Schaltung nach Bild 4.25(a)),
- Kurve (7): mit Nachladeschaltern vom Typ B,
- Kurve (8): mit modifizierten Nachladeschaltern gemäß Bild 4.32(a),
- Kurve (9): mit modifizierten Nachladeschaltern gemäß Bild 4.33(a)
- Kurve (10): und mit Integrator-Spannungsumkehrschaltern.

einzelnen SC-Realisierungen sind zusammen mit dem idealen Verlauf (Kurve (1)) in Bild 4.41 dargestellt. Die Kurve (2) zeigt das Dämpfungsverhalten für das Filter mit modifizierten Spannungsumkehrschaltern (Schaltung nach Bild 4.21(a)). Das Ausgangssignal wird sowohl bei diesem Filter als auch bei dem Filter mit Integra-

tor-Spannungsumkehrschaltern vom Kondensator C_2 abgenommen. Würde bei diesen Filtern das Ausgangssignal in der entsprechenden Registrierphase vom Ausgang des Operationsverstärkers im letzten Spannungsumkehrschalter abgenommen, so ergäbe sich aufgrund der Beziehung (4.25) [64] eine Grundverstärkung von etwa 6,4 dB. Die simulierten Dämpfungsverläufe wären dann nicht mehr mit den anderen direkt vergleichbar.

Das zweite Filter enthält die in [62] beschriebenen VIS-Bausteine mit Spannungsfolgern. Diese Bausteine wurden nur für die Realisierung der Leitungselemente eingesetzt, für die resistiven Abschlüsse wurden die üblichen, in der dritten und vierten Zeile der Tab. 2.1 dargestellten SC-Bausteine verwendet. Hierdurch entsteht bei diesem Verfahren eine Grunddämpfung von 6 dB [64], die jedoch durch eine Austastung des Ausgangssignals vom letzten Verstärker aufgrund der Beziehung (4.25) wieder ausgeglichen wird. Es verbleibt jedoch eine Grundverstärkung von 0,4 dB. Für einen Vergleich mit anderen Ergebnissen müßte die Kurve (3) in Bild 4.41 daher um 0,4 dB nach oben verschoben werden. Die beiden Kurven (2) und (3) zeigen, daß eine außerordentlich hohe Empfindlichkeit gegenüber parasitären Kapazitäten besteht. Da sogar bei solch einem Filter mit nur geringen Dämpfungsforderungen derart große Abweichungen vom idealen Verhalten bestehen, sind diese Verfahren voraussichtlich selbst bei Anwendung von Kompensationsmethoden nicht für die Realisierung von SC-Filtern mit strengen Filterforderungen geeignet [124]. Auch für den Fall, daß die Eingangskapazitäten der Verstärker vernachlässigt werden, erhält man kein befriedigendes Ergebnis (Kurven (4) und (5)).

Die geringsten Abweichungen vom idealen Verlauf werden mit Typ A - Nachladeschaltern und mit modifizierten Nachladebausteinen nach Bild 4.32(a) erzielt (Kurve (6) und (8)). Die Schaltung mit den zuerst erwähnten Bausteinen ist in Bild 4.25(a), die andere in Bild 4.36(a) dargestellt, wobei die Schalter jeweils entsprechend den Diagrammen in Bild 4.25(b) bzw. Bild 4.36(b) gesteuert werden. Das Ausgangssignal wird hier jeweils vom Ausgang des letzten Operationsverstärkers während der entsprechenden Registrierphase abgenommen. Der Kapazitätswert der Hilfskondensa-

toren wurde so gewählt, daß im idealen Fall weder Grunddämpfung noch -verstärkung auftritt. Das gleiche gilt für die Schaltungen mit Typ B - Nachladeschaltern und mit modifizierten Nachladebausteinen gemäß Bild 4.33(a). Aus den zugehörigen Dämpfungsverläufen (Kurven (7) und (9) in Bild 4.41) erkennen wir, daß diese Schaltungen eine höhere Empfindlichkeit gegenüber Deckparasitäten aufweisen als die SC-Filter mit Typ A - Bausteinen. Die Kurve (10) zeigt schließlich den Einfluß der Deckparasitäten bei Verwendung von Integrator-Spannungsumkehrschaltern. Die Auswirkungen liegen in der gleichen Größenordnung wie bei den Typ B - Bausteinen, so daß hier die Anwendung einer Kompensationsmethode [120] mehr Aussicht auf Erfolg hat. Es bleiben jedoch die übrigen Nachteile hinsichtlich der Empfindlichkeit gegenüber Toleranzen erhalten.

4.4.2 Kompensation und Elimination der Einflüsse von Deckparasitäten in Typ A - Nachladeschaltern

Die Parasitäten innerhalb der Typ A - Bausteine sind deshalb sehr störend, weil sie eine gewisse "Aktivität" des Netzwerks bewirken. Bei Schaltungen mit solchen Bausteinen besteht daher die Gefahr einer Instabilität. Die Aktivität beruht auf der Tatsache, daß in der Nachladephase nicht nur der Hilfskondensator C_H , sondern auch die zugehörige Deckparasität C_{DH} entladen wird, so daß die Gesamtladung q_V , die während eines Spannungsumkehrvorgangs über die Klemmen des Nachladeschalters fließt, nicht mehr durch $q_V = 2 q_{VO}$ sondern durch

$$q_V = (2 + \epsilon_H) q_{VO} \quad (4.79)$$

bestimmt ist. Hierbei ist der Fehlerterm ϵ_H durch

$$\epsilon_H = C_{DH}/C_H \quad (4.80)$$

gegeben (vgl. Unterabschnitt 4.3.3.4). Im folgenden werden deshalb zwei Methoden zur Kompensation dieser Einflüsse beschrieben. Ferner wird eine neue Schaltung für die Realisierung eines Typ A - Nachladeschalters vorgestellt, mit deren Hilfe die Einflüsse aller parasitären Kapazitäten innerhalb des Nachladeschalters eliminiert werden.

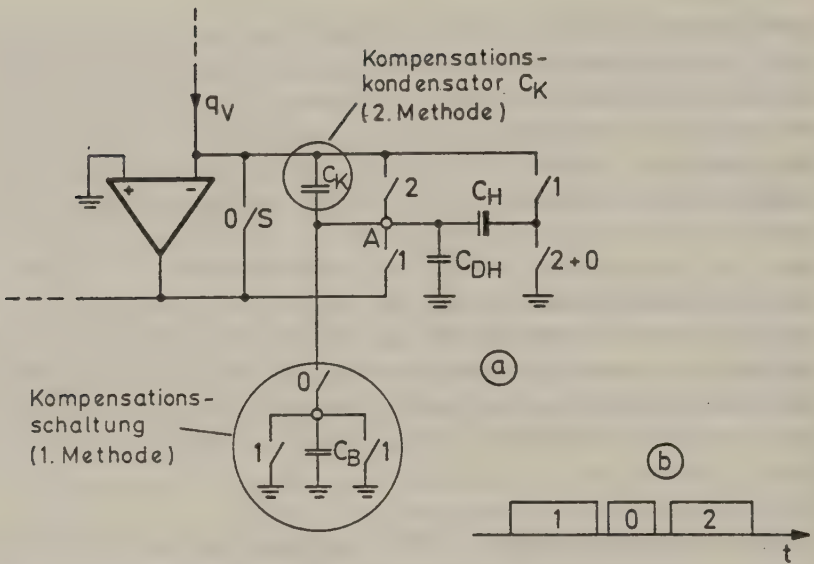


Bild 4.42 (a) Möglichkeiten zur Kompensation des Einflusses von C_{DH} bei einem Nachladeschalter vom Typ A,

(b) Steuerdiagramm für die Schalter bei Anwendung der ersten Kompensationsmethode, bei der zweiten Methode entfällt die Phase 0.

Beide Kompensationsmethoden sind in Bild 4.42(a) angedeutet. Bei der ersten Methode wird eine zusätzliche Schaltungsanordnung, die aus drei Schaltern besteht, mit dem Knoten A verbunden und ein zusätzlicher Kompensationstakt 0 eingefügt (siehe Bild 4.42(b)). In dieser Phase werden die Schalter 0 geschlossen und ein Teil der Ladung von C_H und C_{DH} fließt auf die parasitäre Kapazität C_B , die von den drei mit dem Knoten B verbundenen Schaltern gebildet wird. Die auf C_H und C_{DH} verbleibende Gesamtladung ist dann gegeben durch

$$q'_{VO} = q_{VO} (1 + C_{DH}/C_H) (C_H + C_{DH}) / (C_H + C_{DH} + C_B) , \quad (4.81)$$

wobei q_{VO} die Ladung ist, die im Registrierschritt (Schalter 1 geschlossen) auf C_H abgespeichert wird. Mit (4.80) und

$$\epsilon_B = C_B/C_H \quad (4.82)$$

wird daraus

$$q'_{VO} = q_{VO} (1 + \epsilon_H)^2 / (1 + \epsilon_H + \epsilon_B) \quad (4.83)$$

und für $C_B = C_{DH}$, d.h. für $\epsilon_B = \epsilon_H$, erhalten wir

$$q'_{VO} = q_{VO} (1 + \epsilon_H^2 / (1 + 2 \epsilon_H)) \quad (4.84)$$

Daraus folgt für die Gesamtladung q_V :

$$q_V = q_{VO} + q'_{VO} = [2 + \epsilon_H^2 / (1 + 2 \epsilon_H)] q_{VO} \quad (4.85)$$

Im Vergleich zu (4.79) verbleibt also hier ein quadratischer Fehlerterm, der zu vernachlässigen ist, falls ϵ_H sehr klein ist. Dies ist in der Praxis meistens erfüllt, da die Deckparasität i. a. wesentlich kleiner ist als der zugehörige Kondensator ($\epsilon_H \approx 0,001 \dots 0,05$). Da die Deckparasität C_{DH} bei einem sorgfältigen Layout der integrierten Schaltung im wesentlichen durch die parasitären Kapazitäten der drei mit der Deckelektrode von C_H verbundenen Schalter gebildet wird, sollten mit dem Knoten B ebenfalls drei Schalter verbunden sein, wobei alle beteiligten Schalter möglichst gleich dimensioniert sein sollten, um $C_B \approx C_{DH}$ zu erreichen. Deshalb sind vom Knoten B nach Masse zwei Schalter parallel geschaltet. Der Schalter S in der Anordnung nach Bild 4.42(a) sorgt dafür, daß der Operationsverstärker in der Kompensationsphase O gegengekoppelt ist. Bei Verwendung dynamischer Verstärker [99 - 101] kann dieser Schalter entfallen.

Bei der zweiten Kompensationsmethode wird ein zusätzlicher Kondensator C_K zwischen dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers und der Deckelektrode von C_H geschaltet (siehe Bild 4.42(a)). Durch diese Maßnahme wird nur noch die Ladung

$$q_H = q_{VO} C_H / (C_H + C_K) \quad (4.86)$$

auf C_H abgespeichert. Die Gesamtladung auf C_H und C_{DH} beträgt dann

$$q'_{VO} = q_H (1 + C_{DH} / C_H) \quad (4.87)$$

so daß für $C_K = C_{DH}$ die Beziehung $q'_{VO} = q_{VO}$ gilt. Ein zusätzlicher Kompensationstakt ist hier nicht erforderlich. Obwohl die zweite Methode wesentlich einfacher ist, erscheint die erste für eine

integrierte Version günstiger zu sein, da die Parasitität C_{DH} durch C_B leichter nachzubilden ist als durch einen zusätzlichen Kompensationskondensator C_K . Zudem läßt sich durch Weglassen der Phase 0 die Kompensation gegebenenfalls "abschalten". Für einen Aufbau mit diskreten Bauelementen ist allerdings die zweite Methode zweckmäßiger.

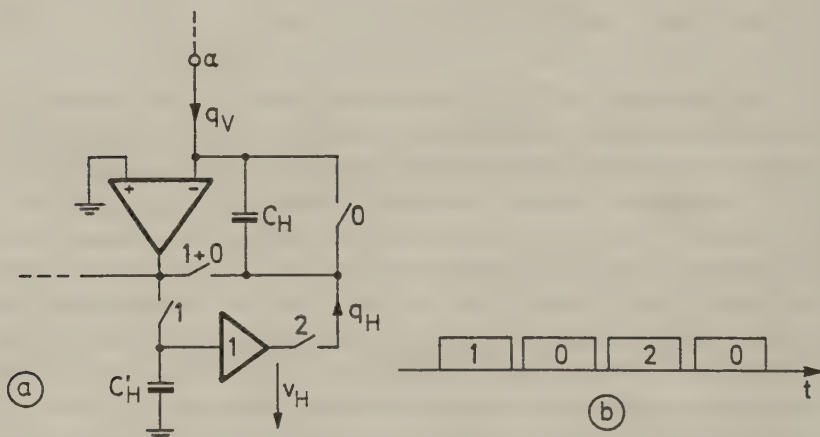


Bild 4.43 (a) Ein Nachladeschalter vom Typ A und eine Hilfsschaltung zur Elimination parasitärer Kapazitäten,

(b) Steuerdiagramm für die Schalter.

Bei Verwendung der in Bild 4.43(a) dargestellten Schaltung für einen Typ A-Nachladeschalter sind die Einflüsse aller parasitären Kapazitäten eliminiert. Es ist jedoch hierfür ein erheblicher zusätzlicher Schaltungsaufwand, nämlich ein Spannungsfolger und ein weiterer Hilfskondensator $\tilde{C}_H$ erforderlich. Zudem wird die Schaltersteuerung wesentlich komplizierter (siehe Bild 4.43(b)). Die Registrierphase (Schalter 1 geschlossen) bleibt unverändert, die Ladung q_{VO} wird auf C_H abgespeichert. Gleichzeitig wird $\tilde{C}_H$ auf

$$v_H = -q_{VO}/C_H \quad (4.88)$$

aufgeladen. In der nächsten Schaltphase (Entladephase, Schalter 0 geschlossen), wird C_H entladen, während die Ladung auf $\tilde{C}_H$ erhalten bleibt. In der darauffolgenden Nachladephase wird der

Schalter 2 geschlossen und C_H wird wieder auf die Spannung v_H (Spannung zwischen Bodenelektrode und Deckelektrode) aufgeladen. Daher fließt eine Ladung $q_H = C_H v_H$ durch den Kondensator C_H und über die Klemme α in das angrenzende SC-Netzwerk hinein. Mit (4.88) gilt $q_H = -q_{VO}$, d.h., es gilt das Prinzip der inversen Wiederaufladung, so daß die Spannungsumkehrbedingung erfüllt ist. Die Bauelementwerte von C_H und $\tilde{C}_H$ sind beliebig, es müssen keinerlei Nebenbedingungen zwischen irgendwelchen Kapazitätswerten eingehalten werden, so daß die geringe Dämpfungsempfindlichkeit gegenüber Toleranzen erhalten bleibt. Nach Beendigung des Nachladeschritts muß C_H nochmals entladen werden, da dieser Hilfskondensator zu Beginn des nächsten Registrierschritts keine Anfangsladung besitzen darf.

Die verbleibenden Einflüsse der übrigen Deckparasitäten wurden für die soeben beschriebenen Realisierungsmethoden ebenfalls am Beispiel des Leitungselement-Tiefpasses 7. Ordnung numerisch untersucht. Für die Netzwerkkondensatoren und die Hilfskondensatoren sowie für die Schalterparasitäten wurden die gleichen Kapazitätswerte angenommen wie zuvor. Das Ergebnis dieser Untersuchungen ist in Bild 4.44 gezeigt. Wir sehen, daß der verbleibende Einfluß außerordentlich gering ist, die Deckparasitäten bewirken nur eine geringfügige Erhöhung der Rippelamplitude (von 0,2 dB auf 0,22 dB) und eine vernachlässigbare Grunddämpfung.

4.4.3 Auswirkungen einer unvollkommenen Kompensation und verbleibende Einflüsse der Bodenparasitäten bei nichtidealen Verstärkern

Bei der Anwendung der zweiten Kompensationsmethode für Typ A-Nachladeschalter sowie der in Unterabschnitt 4.3.3.5 beschriebenen Kompensationsmethode für Typ B-Nachladeschalter geht man davon aus, daß die parasitären Kapazitäten der Schalter bekannt sind. Dies ist in der Praxis aber nicht der Fall, es liegt i.a. hierfür nur ein Schätzwert vor. Außerdem sind die parasitären Kapazitäten starken, technologiebedingten Schwankungen unterworfen; bei der Herstellung integrierter Schaltungen sind Abweichun-

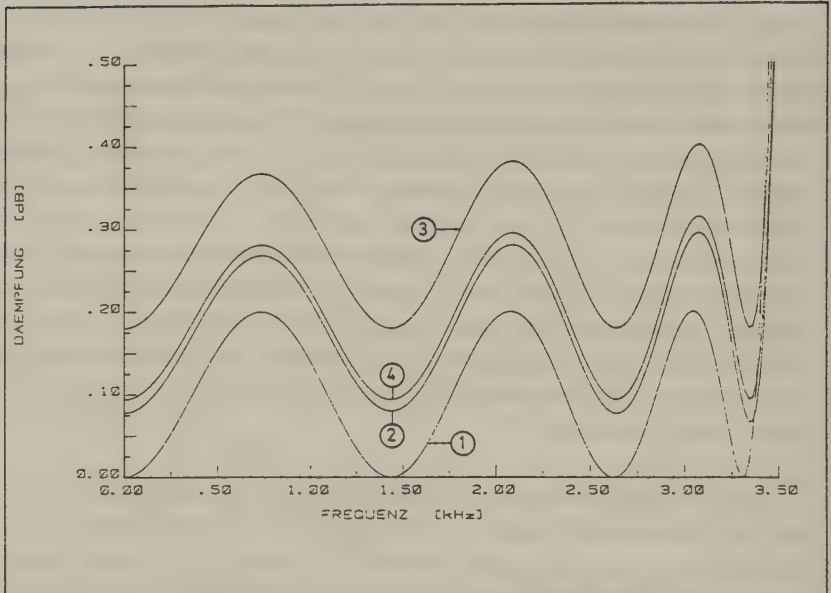


Bild 4.44 Verbleibender Einfluß der Deckparasitäten bei der SC-Realisierung des Leitungselement-Tiefpasses 7. Ordnung mit Typ A-Nachladeschaltern:

- Kurve (1): Idealer Dämpfungsverlauf des Tiefpasses,
- Kurve (2): Dämpfungsverlauf bei Anwendung der ersten Kompensationsmethode,
- Kurve (3): bei Anwendung der zweiten Kompensationsmethode
- Kurve (4): und bei Verwendung der Schaltung gemäß Bild 4.42(a) für die Realisierung der Nachladeschalter.

gen vom Schätzwert in der Größenordnung von mehreren 10% nicht auszuschließen. Wir wollen deshalb die Auswirkungen einer unvollkommenen Kompensation ebenfalls am Beispiel des Leitungselement-Tiefpasses 7. Ordnung numerisch untersuchen.

Wir sind bisher davon ausgegangen, daß die Schalterparasitäten 0,05 pF betragen und wollen die Kompensationskondensatoren für diesen geschätzten Wert auslegen. Für die Simulation nehmen wir an, daß die tatsächlichen Schalterparasitäten um 30% über bzw. unter diesem Schätzwert liegen. Das Ergebnis dieser Simulation ist in Bild 4.45 dargestellt. Zum Vergleich ist der ideale

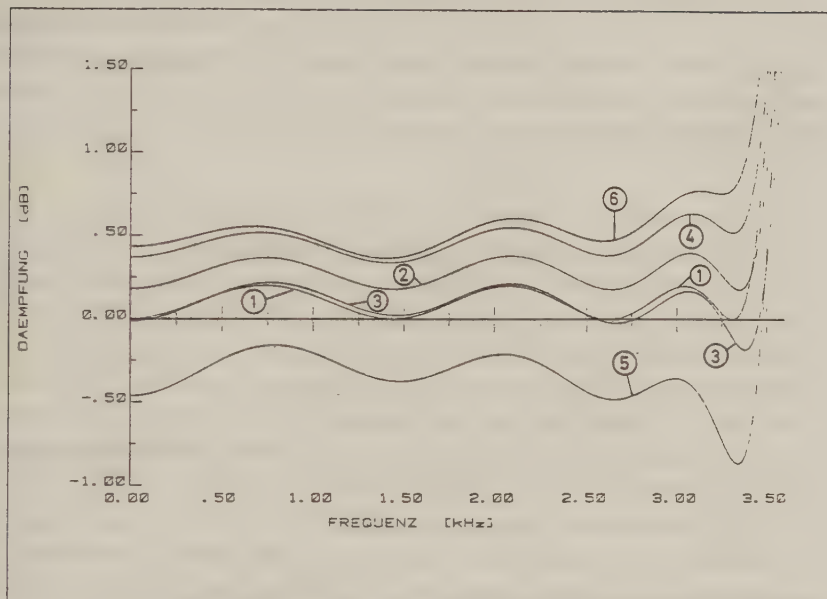


Bild 4.45 Einfluß einer unvollständigen Kompensation auf das Dämpfungsverhalten der SC-Tiefpässe 7. Ordnung:

- Kurve (1): Idealer Dämpfungsverlauf, identisch mit dem Verlauf für eine vollständige Kompensation bei Verwendung von Typ B-Nachladeschaltern (0,05 pF Schalterparasitäten),
- Kurve (2) bis (4): Dämpfungsverhalten für 0,05 pF, 0,065 pF und 0,035 pF Schalterparasitäten, Verwendung von Typ A-Nachladeschaltern,
- Kurve (5) und (6): Dämpfungsverhalten für 0,065 pF und 0,035 pF Schalterparasitäten, Verwendung von Typ B-Nachladeschaltern.

Dämpfungsverlauf ebenfalls in diesem Diagramm mit aufgenommen (Kurve (1)). Die Kurven (2), (3) und (4) zeigen die Durchlaßdämpfungen für eine Realisierung des Tiefpasses mit Typ A-Nachladeschaltern für 0,05 pF, 0,065 pF und 0,035 pF Schalterparasitäten. Bei Typ B-Nachladeschaltern wird eine Kompensation dadurch erreicht, daß zusätzliche Kondensatoren entsprechend (4.60) zu den Deckelektroden der Netzwerkkondensatoren geschaltet werden (siehe Unterabschnitt 4.3.3.5). Auch bei diesem Kompensationsverfahren müssen die Schalterparasitäten bekannt sein. Für eine

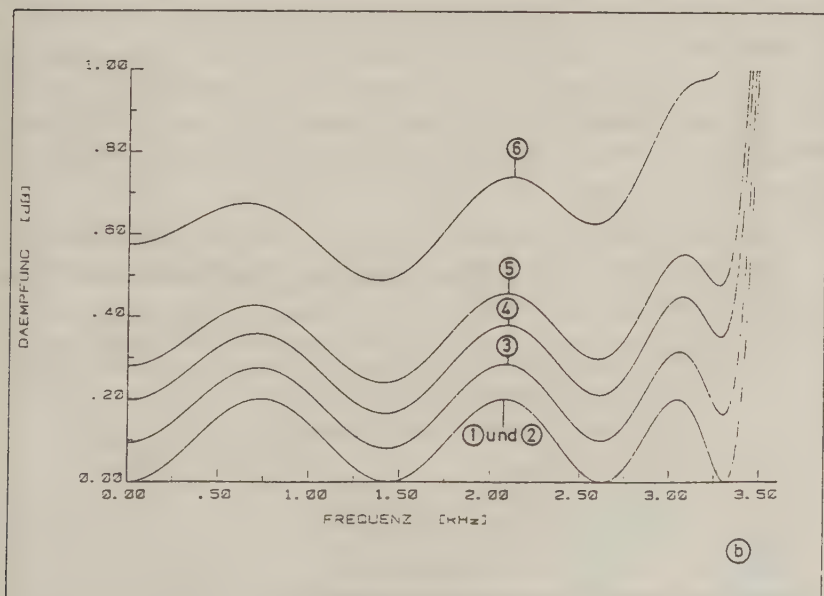
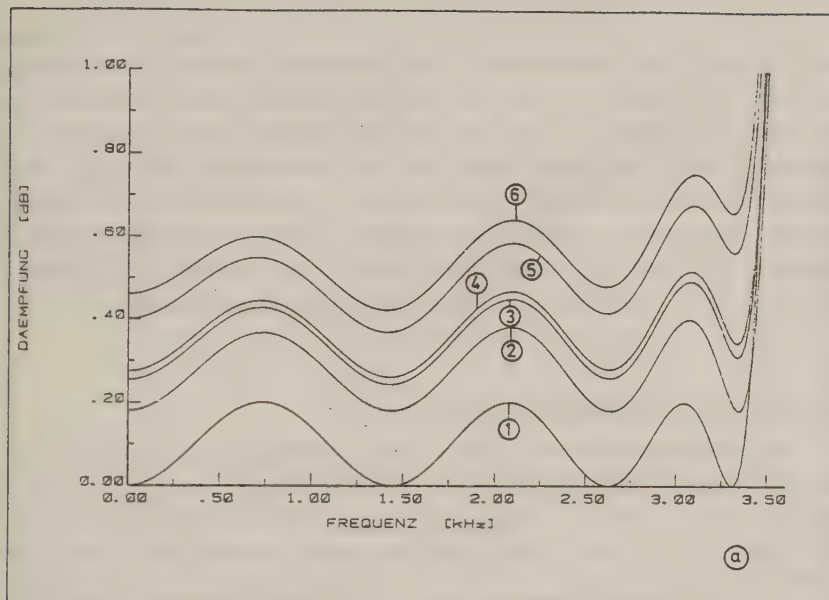
exakte Kompensation erhält man den idealen Dämpfungsverlauf (Kurve (1)). Sind jedoch die tatsächlichen Schalterparasitäten größer oder kleiner als der Schätzwert, so bestehen wesentlich größere Abweichungen vom idealen Verlauf als bei Typ A - Nachladeschaltern (siehe Kurven (5) und (6) in Bild 4.45).

Ein weiterer Nachteil der Typ B - Nachladeschalter ist, daß sich die Empfindlichkeit gegenüber Bauelementtoleranzen verschlechtert, falls die Kompensationsmethode angewendet wird, denn eine Abweichung eines Kapazitätswerts vom Sollwert bedeutet gleichzeitig eine Verletzung der Kompensationsbedingung (4.59). Die Ergebnisse dieser Untersuchungen zeigen, daß die Typ B - Nachladeschalter in einem weitaus geringerem Maß für die Realisierung eines SC-Filters geeignet sind als die Typ A - Nachladeschalter.

Als nächstes wollen wir noch den Einfluß der endlichen Verstärkung der Operationsverstärker und der Bodenparasitäten untersuchen. Auch hierfür verwenden wir wieder das gleiche Leitungselementfilter 7. Ordnung und vergleichen die SC-Realisierung mit Typ A - und Typ B - Nachladeschaltern. Mit Hilfe des Programms WASCAP [102] wird die Dämpfung im Durchlaßbereich für die Leerlaufverstärkungen 3000 und 1000 sowie für 30% Bodenparasitäten berechnet. Als Schalterparasität wird wieder 0,05 pF angenommen und es wird eine vollständige Kompensation (bei idealen Verstärkern) vorausgesetzt. Das Ergebnis dieser Simulation zeigen die Diagramme in Bild 4.46(a) (Typ A - Nachladeschalter) und (b) (Typ B - Nachladeschalter). Die Diagramme enthalten zum Vergleich wie-

Bild 4.46 Einflüsse der Bodenparasitäten bei endlicher Verstärkung der Operationsverstärker auf das Dämpfungsverhalten des SC-Tiefpasses 7. Ordnung realisiert mit

- (a) Typ A - Nachladeschaltern,
 - (b) Typ B - Nachladeschaltern :
- Kurve (1): Idealer Verlauf,
- Kurve (2): vollständige Kompensation der Deckparasitäten und ideale Verstärker,
- Kurve (3): Verstärkung 3000, keine Bodenparasitäten,
- Kurve (4): Verstärkung 3000, 30% Bodenparasitäten,
- Kurve (5): Verstärkung 1000, keine Bodenparasitäten,
- Kurve (6): Verstärkung 1000, 30% Bodenparasitäten.



der den Dämpfungsverlauf für den idealen Fall (Kurve(1)) und für eine vollständige Kompensation (Kurve (2)). Während die Einflüsse der endlichen Verstärkung ohne Berücksichtigung der Bodenparasitäten bei beiden SC-Realisierungen ungefähr gleich sind (Kurve (3) und (4)), zeigt sich, daß die Bodenparasitäten für eine vorgegebene endliche Verstärkung bei der Schaltung mit Typ B - Nachladeschaltern einen deutlich größeren Einfluß auf den Dämpfungsverlauf ausüben als bei Verwendung von Typ A - Nachladeschaltern (Kurven (4) und (6)). Auch aus diesem Ergebnis ist zu erkennen, daß die Typ B - Nachladeschalter weniger gut geeignet sind.

4.5 Einige experimentelle Ergebnisse

In diesem Abschnitt werden die Ergebnisse experimenteller Untersuchungen einiger SC-Filterschaltungen vorgestellt. Die Filter nach Bild 4.25(a) (mit Typ A - Nachladeschaltern, Filter 1) und Bild 4.36(a) (mit modifizierten Nachladeschaltern nach Bild 4.32(a), Filter 2) wurden mit diskreten Bauelementen aufgebaut (Operationsverstärker: LF 356, Schalter: CD 4066). Alle Messungen wurden mit dem Spektrum-Analysator HP 3585A durchgeführt und die Meßergebnisse automatisch ausgewertet (siehe Unterabschnitt 2.5.3). Die realisierten Filter stellen die Nachbildung der in Bild 4.2 angegebenen Struktur dar, jedoch ohne erste und letzte Querkapazität. Das Referenzfilter wurde für die folgenden Spezifikationen berechnet [109-112]:

Durchlaßbereich:	0 bis 3,4 kHz ,	0,1 dB Rippelamplitude,
Sperrbereich:	4,6 bis 12 kHz ,	28 dB Sperrdämpfung,
Abtastrate:	24 kHz.	

Bild 4.47 Gemessene Dämpfungsverläufe der realisierten Filter im Vergleich zum idealen Verlauf, Auswirkungen der Kompensationsschaltungen:

- (a) Durchlaß- und Sperrbereich,
- (b) detaillierter Verlauf im Durchlaßbereich.

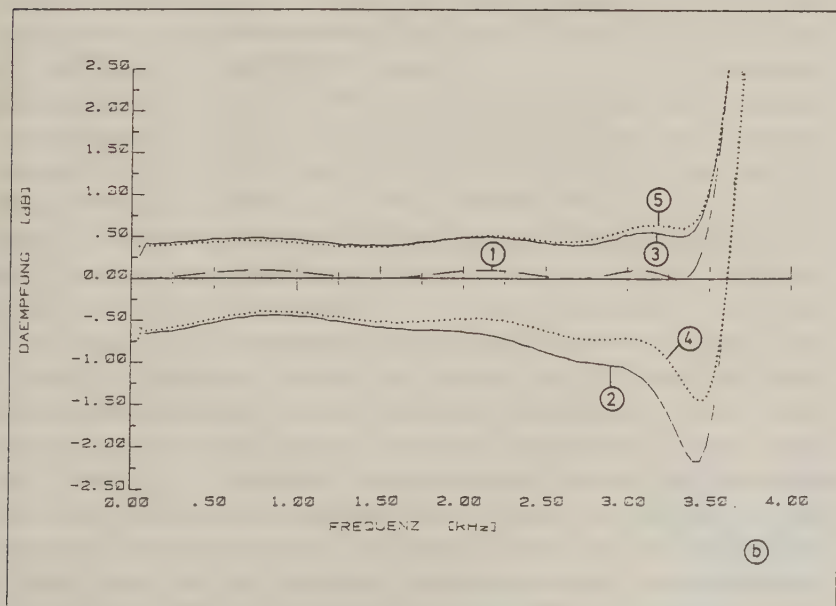
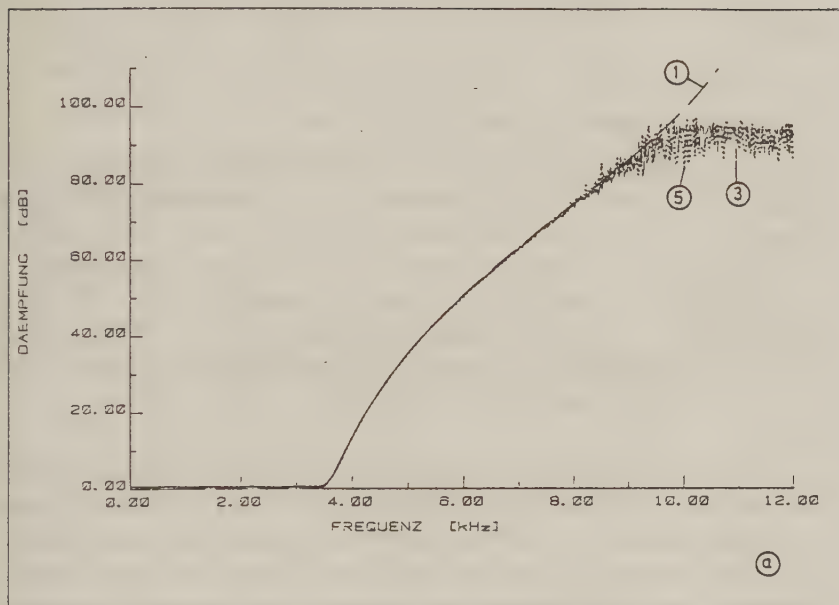
Kurve (1): Idealer Verlauf,

Kurve (2): Filter 1, ohne Kompensation,

Kurve (3): Filter 1, mit Kompensation,

Kurve (4): Filter 2, ohne Kompensation,

Kurve (5): Filter 2, mit Kompensation.



In beiden Schaltungen wurden die folgenden Kapazitätswerte eingesetzt:

$$C_1 = C_2 = 4,60 \text{ nF}, \quad C_3 = C_9 = 1,656 \text{ nF}, \quad C_4 = C_8 = 13,01 \text{ nF},$$

$$C_5 = C_7 = 0,996 \text{ nF} \quad \text{und} \quad C_6 = 15,0 \text{ nF}.$$

Für die Hilfskondensatoren in den Nachladeschaltern wurde einheitlich der Wert $1,8 \text{ nF}$ verwendet, nur in demjenigen Nachladeschalter, von dem das Ausgangssignal abgenommen wurde (vgl. Bild 4.25(a) und Bild 4.36(a)), wurde ein Kondensator der Größe $C_2/2 = 2,30 \text{ nF}$ eingesetzt, um eine Grunddämpfung von 0 dB zu erhalten (vgl. Gl. (4.27), Unterabschnitt 4.3.3.2). Die Schaltersteuerung erfolgte für Filter 1 nach dem Diagramm in Bild 4.25(d) und für Filter 2 nach Bild 4.36(c).

Es wurden die Auswirkungen der Kompensationsschaltungen experimentell untersucht, und zwar wurde für Filter 1 die zweite Kompensationsmethode und für die Schaltung mit modifizierten Nachladeschaltern (Filter 2) die erste Kompensationsmethode angewendet. Die Auswirkungen der Kompensation auf das Dämpfungsverhalten im Sperrbereich sind nur sehr gering, deshalb enthält das Diagramm in Bild 4.47(a) nur die Meßkurven der Filter *mit* Kompensation (Kurve (3), durchgezogene Linie und Kurve (5), gepunkteter Verlauf). Zum Vergleich ist ebenfalls der ideale Dämpfungsverlauf in gestrichelter Form aufgetragen. Die Meßkurven stimmen sehr gut mit dem idealen Verlauf überein, Abweichungen sind erst bei hohen Dämpfungswerten zu erkennen (ab 80 dB), da die Meßergebnisse durch das Rauschen der Filter und - in geringem Maße - durch das Eigenrauschen des Meßgeräts beeinflusst werden. Das Diagramm in Bild 4.47(b) zeigt die Durchlaßdämpfung der Filter ohne und mit Kompensation gemeinsam mit dem idealen Verlauf (gestrichelte Linie (1)). Es ist zu erkennen, daß ohne Kompensation bei beiden Filtern eine deutliche Verstärkungsüberhöhung besteht (Kurven (2) und (4)). Diese verschwindet jedoch bei Anwendung der Kompensationsmethoden (Kurven (3) und (5)). Die noch verbleibenden Abweichungen vom idealen Verlauf sind weitgehend auf die Übersprechkapazitäten der verwendeten Schalter zurückzuführen. Messungen haben ergeben, daß bei einem geöffneten Schalter (im diskreten Aufbau) eine Übersprechkapazität von 2 pF zwischen den beiden Schalteranschlüssen besteht.

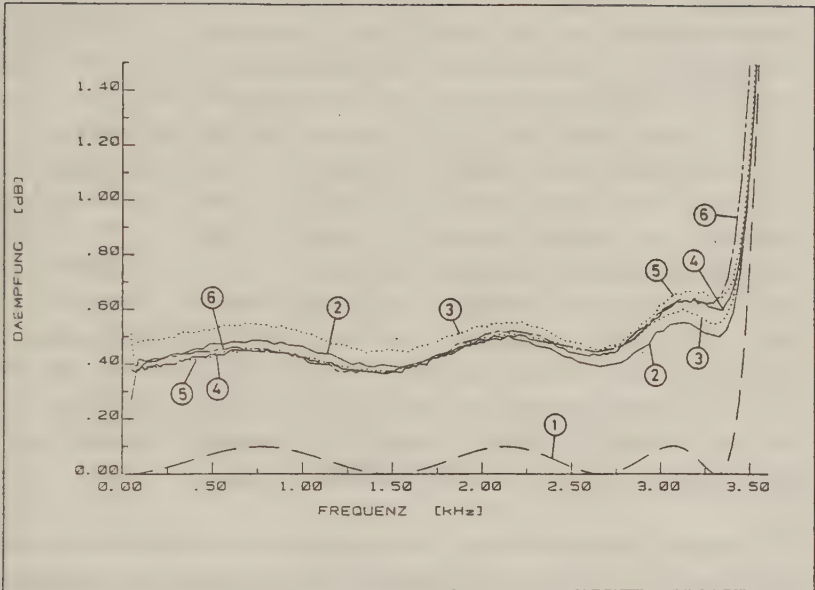


Bild 4.48 Gemessener Einfluß der Bodenparasitäten bei den SC-Tiefpässen 7. Ordnung einschließlich des idealen Dämpfungsverlaufs:

Kurve (1): Idealer Verlauf,

Kurve (2): Filter 1, ohne zusätzl. Bodenparasitäten,

Kurve (3): Filter 1, mit 10% Bodenparasitäten,

Kurve (4): Filter 2, ohne zusätzl. Bodenparasitäten,

Kurve (5): Filter 2, mit 10% Bodenparasitäten.

Kurve (6): Dämpfungsverlauf des Filters 1 mit 100% Deckparasitäten, Taktfrequenz 12 kHz; die Zahlenwerte an der Abszisse sind zu halbieren.

Es soll nun noch der verbleibende Einfluß der Bodenparasitäten experimentell untersucht werden. Hierzu wurden an den entsprechenden Stellen in dem diskreten Aufbau zusätzliche "parasitäre Kondensatoren" eingebaut. Der Kapazitätswert betrug jeweils etwa 10% des zugehörigen Kondensatorwerts. Anhand des Diagramms in Bild 4.48 ist zu erkennen, daß der Einfluß bei beiden Filtern vernachlässigbar gering ist (Kurven (2) bis (5)). Als nächstes wird der Einfluß der Deckparasitäten der Netzwerkkondensatoren bei Verwendung von Nachladeschaltern (Filter 1) experimentell

bestimmt. Wie in Unterabschnitt 4.3.3.4 gezeigt worden ist, entspricht die Deckparasität eines Netzwerkkondensators nur einer Bauelementänderung des zugehörigen Bausteins im Referenzfilter. Falls also die Verhältnisse der Deckparasitäten zu den Kapazitätswerten der zugehörigen Netzwerkkondensatoren alle einander gleich sind, ändert sich - bei sonst idealen Bedingungen - die Übertragungsfunktion nicht. Um dies nachzuweisen, wurde von den Deckelektroden der Netzwerkkondensatoren ein gleich großer Kondensator nach Masse geschaltet. Da die effektiven Netzwerkkapazitäten verdoppelt wurden, mußte wegen des verlangsamten Ladungsausgleichs die Betriebsrate des Filters auf 12 kHz gesenkt werden. Die Kurve (6) in Bild 4.48 zeigt den Dämpfungsverlauf des Filters 1 für eine Betriebsrate von 12 kHz bei 100% Deckparasitäten. Die Zahlenwerte an der Abszisse dieses Diagramms müssen für diese Kurve halbiert werden. Wir erkennen, daß der relative Dämpfungsverlauf nahezu unverändert bleibt.

Damit für das Filter 1 eine höhere Betriebsrate erzielt werden konnte, wurden in dem diskreten Aufbau Kondensatoren mit wesentlich kleineren Kapazitätswerten eingesetzt, wobei die parasitären Kapazitäten der Schalter für die Berechnung der Netzwerkkapazitäten mit berücksichtigt wurden (10 pF pro Schalteranschlu). Diese Kapazitätswerte sind:

$$C_1 = C_2 = 430 \text{ pF}, \quad C_3 = C_9 = 145 \text{ pF}, \quad C_4 = C_8 = 1,28 \text{ nF},$$

$$C_5 = C_7 = 79 \text{ pF} \quad \text{und} \quad C_6 = 1,48 \text{ nF}.$$

Für die Hilfskapazitäten wurde der Wert 390 pF bzw. 230 pF (in VIS 4, siehe Bild 4.25(a)) verwendet. Bei diesen Bauelementwerten liegen die parasitären Kapazitäten bereits in der Größenordnung bis zu 25%. Auch die Einflüsse der bersprechkapazitten (zwischen den Elektroden eines geöffneten Schalters sowie zwischen verschiedenen Schaltern in einem Gehäuse des Bausteins CD 4066) sind nicht mehr vernachlässigbar. Es konnten jedoch noch relativ gute Ergebnisse bei Betriebsraten bis zu 96 kHz erzielt werden (siehe Bild 4.49). Bei höheren Betriebsraten wird das Filterverhalten bereits durch das endliche Verstärkungs-Bandbreite-Produkt der Operationsverstärker beeinflusst.

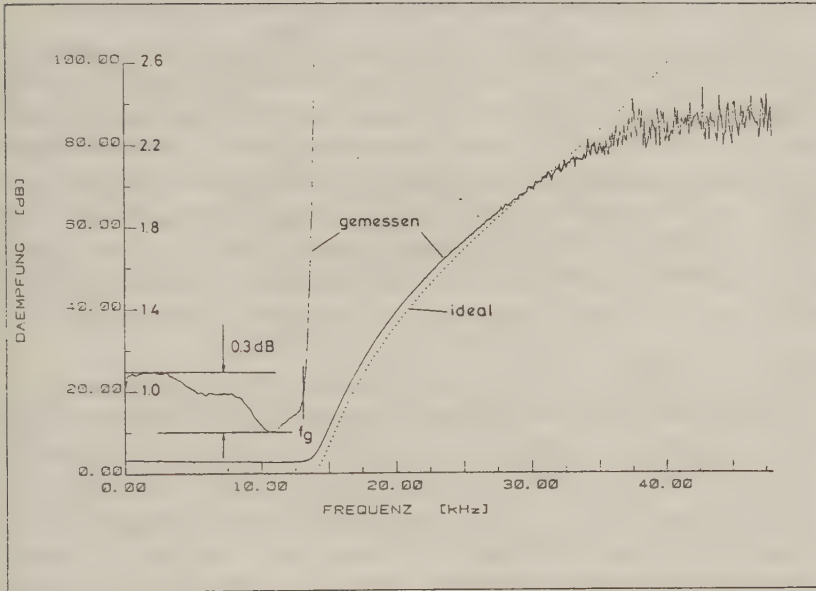
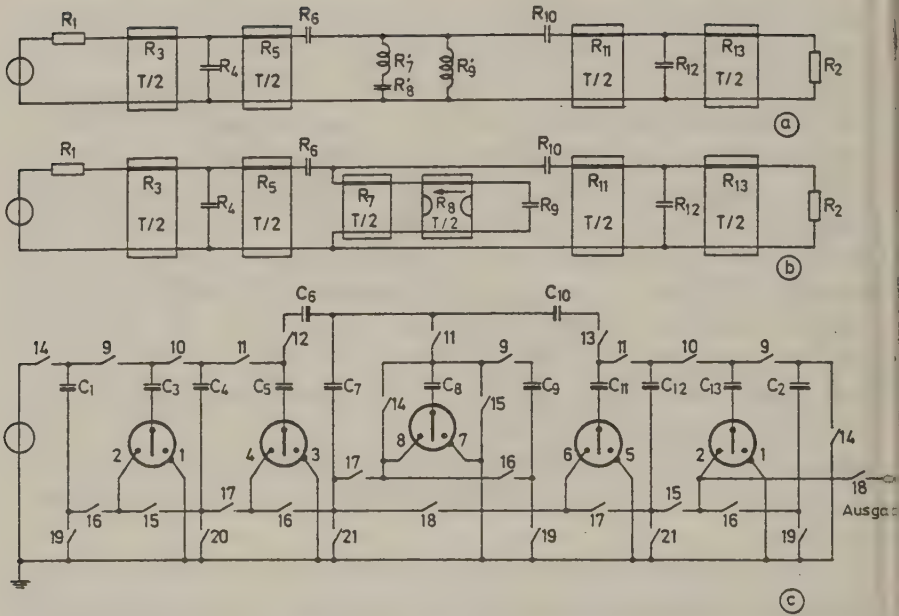


Bild 4.49 Gemessener Dämpfungsverlauf des Filters 1 bei 96 kHz Taktfrequenz.

Es folgt als nächstes Beispiel für eine SC-Filterschaltung mit Typ A - Nachladeschaltern die Realisierung eines einseitig verstellerten Bandpasses 10. Ordnung (Bild 4.50(a)), der jedoch noch zwei schwebende Kapazitäten R_6 und R_{10} in den Längszweigen enthält. Der Serienschwingkreis läßt sich zusammen mit der Quersinduktivität in der Mitte der Struktur in eine am Ende kurzgeschlossene Stichleitung aus drei Leitungselementen transformieren [107]. Anstelle des letzten, kurzgeschlossenen Leitungselements kann auch ein am Ende offen laufendes Gyroelement eingesetzt werden. Eine anschließende Vertauschung des Gyroelements mit dem vorausgehenden Leitungselement (siehe auch Tab. 4.1, S. 124) führt nach dem Ersetzen des nun offen laufenden Leitungselements durch eine Kapazität auf die in Bild 4.50(b) angegebene Struktur. Die zugehörige SC-Schaltung und das Steuerdiagramm für die Schalter sind in Bild 4.50(c) und (d) dargestellt. Die Einflüsse der Bodenparasitäten sind eliminiert mit Ausnahme derjenigen von C_6 und C_{10} . Numerische Untersuchungen haben jedoch ergeben, daß die Auswirkungen dieser Bodenparasitäten einer Bau-



	1	2	3	4	5	6
Schaltschritt						
1						
2						
3						
4						
5						
6						
7						
8						
9						
10						
11						
12						
13						
14						
15						
16						
17						
18						
19						
20						
21						

Bild 4.50

- (a) Ein einseitig versteilterter Bandpaß 10. Ordnung,
- (b) Transformation des Serienresonanzkreises und der Querinduktivität in eine Stichleitung.
- (c) SC-Realisierung des Referenznetzwerks nach (b) mit Nachladeschaltern,
- (d) ein geeignetes Steuerdiagramm für die Schalter bei Verwendung von Typ A -Nachladeschaltern.

(d)

elementerhöhung von C_7 entsprechen. Das bedeutet, daß solch eine Struktur ebenfalls für eine Integration geeignet ist, falls die Summe der Bodenparasitäten von C_6 und C_{10} klein ist gegenüber dem berechneten Kapazitätswert für C_7 . Der Bauelementwert von C_7 kann dann unter Berücksichtigung der Bodenparasitäten modifiziert werden. Abweichungen der Bodenparasitäten vom Schätzwert entsprechen dann lediglich einer geringfügigen Änderung von R_7 im Referenzfilter. Da aufgrund der Verlustfreiheit die Empfindlichkeit gegenüber Bauelementänderungen gering ist, besteht ebenfalls nur eine geringe Empfindlichkeit gegenüber diesen Bodenparasitäten.

Auch die Auswirkungen des nichtlinearen Verhaltens dieser Bodenparasitäten sind gering. Zunächst wird die Nichtlinearität dadurch reduziert, daß die Bodenparasitäten einer Änderung von C_7 entsprechen, d.h., eine starke Nichtlinearität der Parasitäten entspricht einer schwächeren von C_7 . Die folgenden Überlegungen zeigen aber auch qualitativ, daß der Einfluß einer solchen Nichtlinearität aufgrund der geringen Empfindlichkeit gegenüber Toleranzen weiter reduziert wird. Hierzu nehmen wir an, daß das Filter mit einem sinusförmigen Signal erregt wird. Die Frequenz dieses Signals soll im Durchlaßbereich des Filters liegen. Dann wird sich die nichtlineare Kapazität im Rhythmus der Signalfrequenz ändern. Da aber die Auswirkungen von Kapazitätsänderungen gering sind, wird der Einfluß der Nichtlinearität entsprechend gering sein. Ähnliche Überlegungen können für die Auswirkungen des Verstärker- und Schalterrauschens angestellt werden. Auch in dieser Hinsicht werden sich für VIS-SC-Filter ähnlich günstige Rauscheigenschaften wie für Wellendigitalfilter [125] und für Kondensator-Gyrator-Filter [126] ergeben.

Der Bandpaß in Bild 4.50 wurde für die folgenden Spezifikationen berechnet:

Durchlaßbereich: 0,3 bis 3,4 kHz, 0,05 dB Rippelamplitude,
oberer Sperrbereich: 4,6 bis 12 kHz, 44 dB Sperrdämpfung,
Abtastrate : 24 kHz.

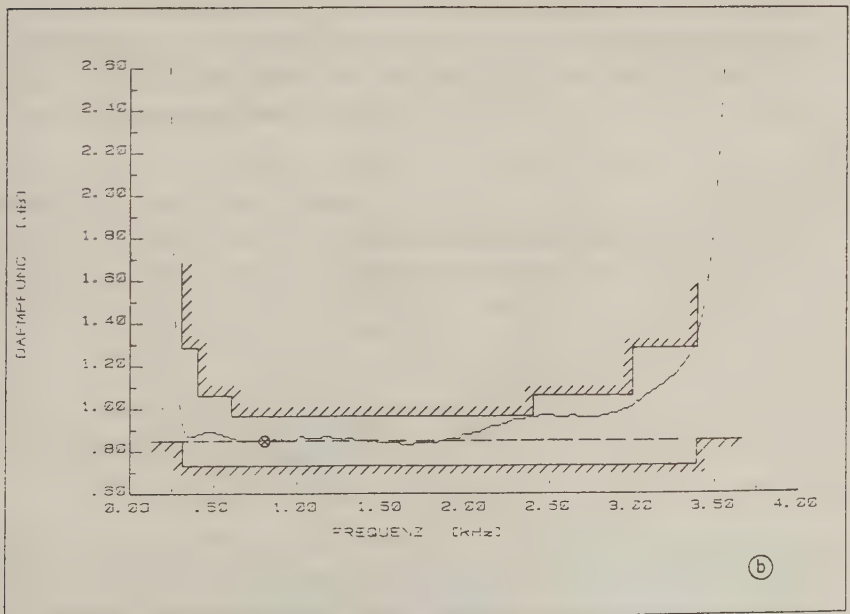
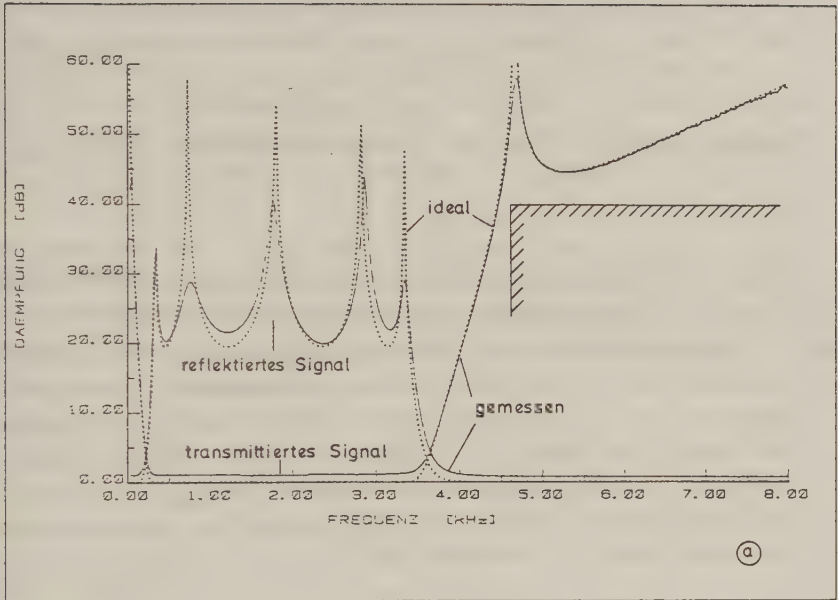
Die normierten Bauelementwerte sind:

i	1, 2	3, 13	4, 12	5, 11	6, 10	7	8	9
C_i/C_0	1,0	0,3743	2,6817	0,241	22,338	0,7693	1,7203	58,077

Wir erkennen, daß die Kapazitätswerte für dieses Filter stark streuen ($C_{\max}/C_{\min} \approx 240$). Dies ist bedingt durch den geringen Wert des Verhältnisses der unteren Grenzfrequenz zur Betriebsrate des Filters. Ferner ist C_6 und C_{10} wesentlich größer als C_7 ; selbst dann, wenn die relativen Bodenparasitäten nur 5% betragen, ist die parasitäre Kapazität um etwa den Faktor 3 größer als der Bauelementwert von C_7 . Aus diesen beiden Gründen ist eine Integration dieses Filters nicht möglich. Für den diskreten Aufbau wurden jedoch recht gute Meßergebnisse erzielt. Die oben angegebenen Bauelementwerte wurden mit $C_0 = 3 \text{ nF}$ entnormiert. Für die Hilfskondensatoren in den Nachladeschaltern wurde einheitlich der Wert $1,5 \text{ nF}$ eingesetzt, und es wurde die zweite Kompensationsmethode angewendet (siehe Bild 4.42(a), $C_K = 18 \text{ pF}$). Die Meßkurven sind zusammen mit den idealen Verläufen in Bild 4.51(a) eingetragen. Das Diagramm enthält sowohl die Dämpfung des transmittierten (entspricht S_{21}) als auch des reflektierten Signals (entspricht S_{11}). Der detaillierte Verlauf der Dämpfung im Durchlaßbereich ist in Bild 4.51(b) gezeigt. Dieses Filter erfüllt bis auf eine kleine Überschreitung des Toleranzschemas die Bedingungen für einen PCM-Tiefpaß nach "1/20 CCITT" [127] einschließlich einer 50 Hz - Brumntonunterdrückung. Die erzielte Sperrdämpfung bei 50 Hz liegt über 40 dB. Die minimale Dämpfung im oberen Sperrbereich beträgt 43 dB. Die zugehörigen Toleranzschemen sind ebenfalls in Bild 4.51(a) und (b) mit angegeben.

Das letzte Beispiel hat gezeigt, daß bei einem ungünstigen Verhältnis der Taktfrequenz zur Grenzfrequenz des Filters die Bauelementwerte sehr stark streuen können. Legt man den kleinsten Kapazitätswert, den man noch in integrierter Form mit ausreichender Genauigkeit (der Kapazitätsverhältnisse) fertigen kann, mit $C_{\min}$ fest, so kann bei einem großen Verhältnis [aller Kapazitätswerte / $C_{\min}$] die erforderliche Chipfläche zu groß werden, so daß eine integrierte Realisierung nicht möglich ist. Im

-
- Bild 4.51 Idealer und gemessener Dämpfungsverlauf des Bandpasses 10. Ordnung:
- (a) gesamter Verlauf einschließlich Echodämpfung (reflektiertes Signal),
 - (b) detaillierter Verlauf im Durchlaßbereich einschließlich Toleranzschema für "1/20 CCITT" [127].



nächsten Abschnitt wird ein Verfahren zur Simulation großer Kapazitätswerte vorgestellt. Diese Methode kann bei den modifizierten Nachladeschaltern angewendet werden (siehe Unterabschnitt 4.3.4), ohne daß sich die günstigen Eigenschaften der VIS-SC-Filter verschlechtern. Das Kapazitätsverhältnis $C_{\max}/C_{\min}$ kann auf etwa die Wurzel des ursprünglichen reduziert werden.

4.6 Ein Verfahren zur Reduktion der Kapazitätsverhältnisse in VIS-SC-Filtern mit modifizierten Nachladebausteinen

Der in Bild 4.32(a) (Unterabschnitt 4.3.4) angegebene SC-Baustein besteht aus einem Netzwerkkondensator C_k und einem zugehörigen Typ A - Nachladeschalter. Die effektive Eingangskapazität dieser Schaltung in der Registrierphase zwischen Knoten α und Masse ist gleich dem Bauelementwert von C_k (im idealen Fall). Der Zusammenhang zwischen v_{kb} , v_{ka} und der in der Registrierphase über die Klemme α fließenden Ladung q_{k0} ist durch

$$v_{ka} = v_{kb} + 2 q_{k0}/C_k \quad (4.89)$$

gegeben. Wir erweitern nun diesen Baustein um einen weiteren Kondensator entsprechend Bild 4.52. Der neue Baustein enthält nun die drei Kondensatoren C_1 , C_2 und C_3 und wird in einem SC-Filter in der gleichen Weise eingesetzt wie die ursprüngliche Schaltung nach Bild 4.32(a). Die Ladung, die in der Registrierphase (Schal-

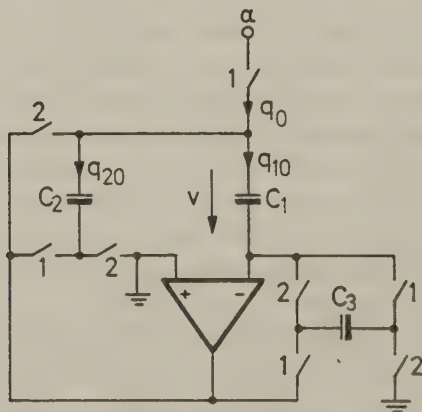


Bild 4.52 Ein SC-Baustein zur Simulation eines großen Kapazitätswerts.

ter 1 geschlossen) über die Klemme α fließt, bezeichnen wir wieder mit q_0 . Diese Ladung teilt sich in q_{10} und q_{20} auf:

$$q_0 = q_{10} + q_{20} . \quad (4.90)$$

Die durch C_1 fließende Ladung q_{10} wird auf C_3 abgespeichert.

Der Kondensator C_2 liegt in der Registrierphase zwischen der Deckelektrode von C_1 und dem Ausgang des Operationsverstärkers, und wir nehmen an, daß die Anfangsspannungen über C_1 und C_2 beide gleich v_b sind. Sei v_A die Ausgangsspannung des Verstärkers und sei v_0 die Spannung über C_1 am Ende der Registrierphase. Dann gelten die folgenden Beziehungen:

$$\begin{aligned} v_0 &= v_b + q_{10}/C_1 , \\ v_A &= -q_{10}/C_3 , \\ q_{20} &= C_2 (v_0 - v_A - v_b) = q_{10} (C_2/C_1 + C_2/C_3) . \end{aligned}$$

Daraus folgt mit (4.90)

$$q_0 = q_{10} (1 + C_2/C_1 + C_2/C_3) . \quad (4.91)$$

In der Nachladephase (Schalter 2 geschlossen) wird C_3 entladen und die Ladung q_{10} fließt noch einmal durch C_1 , so daß der Wert der Spannung v am Ende dieser Phase durch

$$v_a = v_b + 2 q_{10}/C_1 \quad (4.92)$$

gegeben ist. Der Kondensator C_2 wird auf die Ausgangsspannung des Verstärkers aufgeladen. Hierdurch wird erreicht, daß die Spannungen über C_1 und C_2 am Ende der Nachladephase und somit auch zu Beginn der nächsten Registrierphase einander gleich sind. Setzen wir (4.91) in (4.92) ein, so erhalten wir

$$v_a = v_b + 2 q_0 / (C_1 + C_2 + C_1 C_2 / C_3) . \quad (4.93)$$

Durch einen Vergleich mit (4.89) erkennen wir, daß die effektive Eingangskapazität der Schaltung in Bild 4.52 nun

$$C = C_1 + C_2 + C_1 C_2 / C_3 \quad (4.94)$$

beträgt. Um einen vorgegebenen Kapazitätswert zu erhalten, können C_1 , C_2 und C_3 in geeigneter Weise gewählt werden, eine Nebenbedingung zwischen diesen drei Kapazitätswerten braucht aber *nicht* eingehalten zu werden.

Es sei nun $C_{\min}$ der kleinste Kapazitätswert in einem Filter oder in einem SC-Netzwerkblock und es sei α_R das Verhältnis des größten Bauelementwerts ($R_{\max}$) zum kleinsten Bauelementwert ($R_{\min}$) im zugehörigen Referenznetzwerk ($\alpha_R = R_{\max}/R_{\min}$). Aufgrund von (2.11b) gehört zu $R_{\max}$ der Kapazitätswert $C_{\min}$, während der Baustein $R_{\min}$ des Referenznetzwerks durch die in Bild 4.52 angegebene Schaltung realisiert werden soll, d.h., es gilt

$$C_{\min} = T/2 R_{\max} \quad , \quad C = T/2 R_{\min} \quad .$$

Hieraus folgt mit (4.94) die Beziehung

$$C_1 + C_2 + C_1 C_2 / C_3 = \alpha_R C_{\min} \quad . \quad (4.95)$$

Wir setzen nun $C_3 = C_{\min}$ und $C_1 = C_2 = \alpha_C C_{\min}$, wobei α_C das neue Kapazitätsverhältnis ist. Wir erhalten dann aus (4.95) die quadratische Gleichung

$$\alpha_C^2 + 2 \alpha_C = \alpha_R \quad (4.96)$$

mit der Lösung

$$\alpha_C = \sqrt{\alpha_R + 1} - 1 = \frac{\alpha_R}{\sqrt{\alpha_R + 1} + 1} < \frac{\alpha_R}{\sqrt{\alpha_R}} = \sqrt{\alpha_R} \quad . \quad (4.97)$$

Das neue Kapazitätsverhältnis ist also nicht größer als die Wurzel des ursprünglichen.

Es soll nun noch gezeigt werden, daß sich die Empfindlichkeit gegenüber Bauelementtoleranzen bei Verwendung dieser Schaltung nicht verschlechtert. Die normierte Dämpfungsempfindlichkeit von $R_{\min}$ gegenüber Bauelementänderungen im Referenzfilter ist gegeben durch

$$S_{R_{\min}}^A = R_{\min} \frac{\partial A}{\partial R_{\min}} \quad , \quad (4.98)$$

wobei A die Dämpfung bei einer vorgegebenen Frequenz ist. Wir berechnen jetzt die normierte Dämpfungsempfindlichkeit gegenüber C_1 , C_2 und C_3 . Es gilt

$$S_{C_k}^A = C_k \frac{\partial A}{\partial C_k} = \frac{C_k}{R_{\min}} \frac{\partial R_{\min}}{\partial C_k} S_{R_{\min}}^A \quad \text{für } k=1,2,3. \quad (4.99)$$

Die Lösung von (4.99) ergibt für $k=1,2,3$

$$S_{C_1}^A = \frac{-1}{1 + C_2/[C_1 (1 + C_2/C_3)]} S_{R_{\min}}^A, \quad (4.100a)$$

$$S_{C_2}^A = \frac{-1}{1 + C_1/[C_2 (1 + C_1/C_3)]} S_{R_{\min}}^A, \quad (4.100b)$$

$$S_{C_3}^A = \frac{1}{1 + C_3 (C_1 + C_2)/C_1 C_2} S_{R_{\min}}^A. \quad (4.100c)$$

Da C_1 , C_2 und C_3 positiv sind, sind die Beträge der Empfindlichkeiten $S_{C_k}^A$ sogar kleiner sind als $|S_{R_{\min}}^A|$. Es sei nochmals erwähnt, daß $|S_{R_{\min}}^A|$ im Durchlaßbereich sehr klein ist, falls das Referenzfilter geeignet entworfen wird.

Die soeben beschriebene Methode zur Simulation großer Kapazitätswerte ist nicht auf die Anwendung für den in Bild 4.32(a) gezeigten Nachladebaustein beschränkt. Da der zusätzliche Kondensator C_2 nur in der Registrierphase benötigt wird, kann dieses Verfahren auch bei der Schaltung in Bild 4.34(a) sowie bei allen anderen modifizierten Nachladebausteinen [59], bei den Skalierungsbausteinen [119] und bei den Pseudo-N-Pfad-Bausteinen [128,129] eingesetzt werden. Die Kompensationsmethode und die Methode zur Elimination der Einflüsse der Deckparasitäten können weiterhin angewendet werden, d.h., die Schaltung nach Bild 4.52 kann mit den in Bild 4.42(a) und 4.43(a) angegebenen kombiniert werden [130].

4.7 Abschließende Bemerkungen

Wir haben in diesem Kapitel VIS-SC-Netzwerkstrukturen untersucht, bei denen die Einflüsse aller Bodenparasitäten eliminiert sind. Dies kann immer dann erreicht werden, wenn das VIS-SC-Netzwerk von einem Referenznetzwerk mit ausschließlich geerdeten Elementen hergeleitet wird. Alle Untersuchungen beschränkten sich auf *frequenzselektive Filter in Abzweigstruktur*; das bedeutet jedoch keineswegs, daß nur solche Netzwerke mit gegenüber Bodenparasitäten unempfindlichen VIS-SC-Schaltungen realisiert werden können. Es besteht ähnlich wie bei den Wellendigitalfiltern auch die Möglichkeit, frequenzselektive Filter in Brückenschaltungs-

und Zirkulatorstruktur zu realisieren. Auch die Parallelschaltung von Abzweigketten, die aus geerdeten Elementen bestehen, ist erlaubt. Insbesondere bei Brückenfiltern ergeben sich beträchtliche Einsparungen hinsichtlich des Realisierungsaufwands. Bei diesen Verfahren beruht eine hohe Dämpfung im Sperrbereich auf der Gleichheit zweier Signalpfade, deren Ausgangssignale sich weitgehend auslöschen. Bei Digitalfiltern können die Multipliziererkoeffizienten in solchen Mehrwegestrukturen für hohe Sperrdämpfungen optimiert werden [131 - 133]. Die auf diese Weise ermittelten Koeffizienten können exakt realisiert werden, so daß die berechnete Sperrdämpfung auch tatsächlich erreicht wird. Dies gilt aber nicht bei SC-Filtern, denn die berechneten Kapazitätsverhältnisse können nicht mit beliebig hoher Genauigkeit in einer integrierten Schaltung eingehalten werden. Selbst geringfügige Abweichungen vom gewünschten Verhältnis bewirken einen großen Verlust an Sperrdämpfung, so daß die oben angegebenen Verfahren nur dann sinnvoll angewendet werden können, wenn die Anforderungen an die Sperrdämpfung nur gering sind. Eine Möglichkeit zur Erzielung höherer Dämpfungen im Sperrbereich besteht allerdings in der Kaskadierung mehrerer Brücken-, Zirkulator- oder Parallelstrukturen.

Ein weiteres Anwendungsgebiet für VIS-SC-Netzwerke sind Entzerrerschaltungen, insbesondere Allpaßnetzwerke zur Phasen- und Gruppenlaufzeitentzerrung. In [44] wurden Zirkulator-Allpässe mit geringem Realisierungsaufwand angegeben. Auch solche Strukturen lassen sich mit geerdeten Elementen verwirklichen, so daß der Einfluß der Bodenparasitäten in der SC-Schaltung eliminiert werden kann. Anstelle mehrerer Dreitor-Zirkulatoren kann auch ein Mehrtor-Zirkulator verwendet werden, wodurch der Realisierungsaufwand weiter reduziert wird. Eine Möglichkeit zur Realisierung eines Allpasses besteht auch in der Ausnutzung des reflektierten Signals einer Reaktanz. Bekanntlich ist die Reflektanz eines Reaktanzeintors eine Allpaßfunktion. Dieses Reaktanzeintor kann durch die Kettenschaltung mehrerer Leitungselemente - also mit geerdeten Elementen - realisiert werden [107].

Numerische Untersuchungen am Beispiel eines Tiefpasse 7. Ordnung haben ergeben, daß unter den verschiedenen Möglichkeiten zur

Elimination der Einflüsse von Bodenparasitäten die Schaltungen mit Typ A - Nachladeschaltern (Bild 4.22(a)) und die modifizierten Nachladeschalter nach Bild 4.32(a) am günstigsten sind in Bezug auf die Einflüsse der übrigen parasitären Kapazitäten. Bei Verwendung dieser Schaltungen werden die in der Einleitung gestellten Forderungen 1 und 3 für ein ideales SC-Filter-Konzept erfüllt. Die zweite Forderung wird nur für die Bodenparasitäten und bei Verwendung der in Unterabschnitt 4.4.2 beschriebenen Methoden für die Deckparasitäten der Hilfskondensatoren erfüllt. Bezüglich der Deckparasitäten der Netzwerkkondensatoren besteht aber nur eine sehr geringe Empfindlichkeit, da die Auswirkungen lediglich Bauelementänderungen im Referenznetzwerk entsprechen. Das bedeutet, daß insgesamt eine äußerst geringe Empfindlichkeit sowohl gegenüber Toleranzen als auch gegenüber Parasitäten besteht.

Durch das im letzten Abschnitt beschriebene Verfahren zur Simulation großer Kapazitätswerte kann die erforderliche Chipfläche für die Integration drastisch reduziert werden, insbesondere dann, wenn die Bauelementwerte im Referenzfilter stark streuen. Dies ist immer dann der Fall, wenn eine Grenzfrequenz des Filters im ω -Bereich sehr groß oder sehr klein ist oder wenn der Durchlaßbereich eines Bandpasses sehr schmal ist. In vielen Fällen wird erst durch die Anwendung dieses Verfahrens eine Realisierung in integrierter Form ermöglicht.

Da auch das reflektierte Signal zur Verfügung steht, können VIS-SC-Filter ähnlich wie auch Wellendigitalfilter für Interpolations- bzw. Dezimierungsschaltungen eingesetzt werden [134,135]. Hierdurch erhält man in "Mehrraten-Systemen" eine verbesserte Dynamik gegenüber einem einfachen Auffüllen mit "Null-Abtastwerten" bei einer Abtastratenerhöhung bzw. gegenüber einem Weglassen einzelner Abtastwerte bei einer Abtastratenerniedrigung. Auch solche Schaltungen können mit VIS-SC-Filtern geringer Empfindlichkeit gegenüber Toleranzen und parasitären Kapazitäten realisiert werden.

Als ein Nachteil von VIS-SC-Filtern wird häufig die gegenüber anderen SC-Filter-Konzepten kompliziertere Schaltersteuerung angesehen. Zwar resultiert daraus tatsächlich auch ein geringfügig hö-

herer Aufwand für die integrierte Realisierung des Taktgenerators, jedoch wird dieser Nachteil durch die schon erwähnten Vorzüge der geringeren Empfindlichkeit wieder aufgehoben. Insbesondere wird es aufgrund dieser geringen Empfindlichkeit möglich sein, auch Filter höherer Ordnung in integrierter Form herzustellen. Im Brettaufbau wurde unter Ausnutzung des Pseudo-N-Pfad-Prinzips [136] ein frequenzsymmetrischer Bandpaß 18. Grades realisiert [129]. Dieses Filter wurde zur Verwendung als "Kanalfilter" in Modulationsschemen [137 - 139] zur PCM/FDM-, bzw. Audio/FDM-Konversion entworfen. Unter allen Filtern, die in einem solchen System benötigt werden, hat dieses Kanalfilter die strengsten Dämpfungsforderungen zu erfüllen. Die Ergebnisse sind in den Bildern 12-14 der Arbeit [129] zu sehen, die gemessenen Dämpfungsverläufe stimmen sehr gut mit den theoretischen überein. Insbesondere wird die gewünschte Filterforderung von 0,22 dB Schwankungsbreite im Durchlaßbereich und 68 dB Sperrdämpfung in den Bereichen 0 - 3,4 kHz und 8,3 - 12 kHz erfüllt. Es soll ausdrücklich darauf hingewiesen werden, daß diese Ergebnisse ohne irgendeinen Abgleich von Kapazitätswerten erzielt worden sind und daß parasitäre Kapazitäten, die auch bei einem Brettaufbau vorhanden sind, nicht bei der Berechnung der Kapazitätswerte mit einbezogen wurden, obwohl die Deckparasitäten in der Größenordnung bis zu 10% der zugehörigen Netzwerkkondensatoren liegen. Hierdurch wird die extrem geringe Empfindlichkeit der VIS-SC-Filter gegenüber Bauelementetoleranzen und parasitären Kapazitäten experimentell bestätigt. Ähnlich gute Ergebnisse sind für andere SC-Filter-Konzepte bis jetzt noch nicht erzielt oder zumindest noch nicht veröffentlicht worden.

Abschließend sollen die Vorteile von VIS-SC-Filtern noch einmal zusammengestellt werden.

- Aufgrund der bilinearen Transformation der z-Variablen bestehen keine Einschränkungen bezüglich der Betriebsrate und der Lage der Durchlaßbereiche und der Dämpfungspole.
- Aufgrund der eindeutigen Korrespondenz der Kapazitätswerte des VIS-SC-Filters mit den Bauelementwerten des Referenzfilters bestehen für beide die gleichen günstigen Empfindlichkeitseigenschaften.

- Bei Verwendung geeigneter Umladeschaltungen lassen sich die Einflüsse der Bodenparasitäten (fast) vollständig eliminieren, d.h., die Einflüsse werden um den Leerlaufverstärkungsfaktor der Operationsverstärker reduziert.
- Bei Verwendung geeigneter Schaltungen entsprechen die meisten Deckparasitäten einer Bauelementeänderung des zugehörigen Netzwerk Kondensators; aufgrund der oben genannten geringen Empfindlichkeit gegenüber solchen Änderungen besteht eine entsprechend geringe Empfindlichkeit gegenüber Deckparasitäten. Die Einflüsse der verbleibenden Deckparasitäten lassen sich durch Kompensationsschaltungen aufheben oder mit Hilfe zusätzlicher Verstärker eliminieren.
- Die Spannungspegel innerhalb des Filters und die erforderliche Kapazitätsfläche für eine integrierte Realisierung lassen sich unabhängig voneinander optimieren. Durch die Hinzunahme eines weiteren Kondensators läßt sich bei modifizierten Nachladeschaltern das Kapazitätsverhältnis auf etwa die Wurzel des ursprünglichen reduzieren, wodurch die erforderliche Kapazitätsfläche drastisch verringert wird. Bei diesen Maßnahmen wird die Empfindlichkeit gegenüber Bauelementetoleranzen nicht verschlechtert.
- SC-Hochpässe lassen sich realisieren, ohne daß durch parasitäre Effekte ein Dämpfungspol bei der Nyquist-Frequenz entsteht. Dem entsprechend können frequenzsymmetrische Bandpässe aus diesen Hochpässen hergeleitet werden, ohne daß ein parasitärer Dämpfungspol im Durchlaßbereich vorhanden ist.
- Die Zahl der erforderlichen Operationsverstärker übersteigt nicht die Zahl der reaktiven Elemente des Referenzfilters. In vielen Fällen ist die Zahl der Verstärker sogar wesentlich geringer.
- Aufgrund der oben genannten geringen Empfindlichkeit gegenüber Bauelementeänderungen ist zu erwarten, daß sich für die SC-Filter ein ähnlich günstiges Rauschverhalten ergibt wie bei den Gytrator-Kondensator-Filtern [126] und den Wellendigitalfiltern [125].

Literaturverzeichnis

1. W. Entenmann: Monolithisch integrierbare Filter - ein Überblick. Frequenz, Bd. 35 (1981), S. 54-66.
2. H. Betzl, M. Feil, H. Klar, M. Mauthe, H.-J. Pfleiderer, R. Schreiber und W. Ulbrich: A CCD wave filter with low sensitivity. IEEE Journ. Solid-State Circuits, Bd. SC-16 (1981), S. 348 - 355.
3. H. Weinrichter: Schalter-Kondensator-Filter: Ein neuer Weg zur Filterintegration. Elektrotechnik und Maschinenbau, Bd. 97 (1980), S. 417 - 422.
4. A. Fettweis: Switched-capacitor filters: From early ideas to present possibilities. Proc. 1981 IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, S. 414 - 417, Chicago, April 1981.
5. A. Fettweis: The concept of switched-capacitor filters: A filter theorist's point of view. Tagungsband "Summer Course on Switched-Capacitor Circuits", Heverlee, Belgien, Juni 1981.
6. W. Poschenrieder: Frequenzfilterung durch Netzwerke mit periodisch gesteuerten Schaltern. Tagungsband NTG-Tagung "Analyse und Synthese von Netzwerken", S. 220 - 237, Stuttgart, 1966.
7. A. Fettweis: Theory of resonant-transfer circuits. Lecture notes, NATO Advanced Study Inst. on Network and Switching Theory, Sept. 1966; auch erschienen in: "Network and Switching Theory" (hrsgg. von G. Biorci), S. 382 - 446, Academic Press, New York, 1968.
8. A. Fettweis: Theory of resonant-transfer circuits and their application to the realization of frequency-selective network. Proc. URE Summer School on Circuit Theory, 68 Seiten, Prag, Tschechoslowakei, Juli 1968.
9. A. Fettweis: Théorie des circuits à transfert résonnant. Dissertation, Université Catholique de Louvain, Leuven, Belgien, 1963.
10. A. Fettweis: Realization of general network functions using the resonant-transfer principle. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 25 (1971), S. 295 - 303.
11. L. Baker: Dynamic transfer networks. US. Patent Nr. 3469213, 23. Sept. 1969 (angemeldet 16. Mai 1967).
12. D.L. Fried: Analog sample-data filters. IEEE Journ. Solid-State Circuits, Bd. SC-7 (1972), S. 302 - 304.
13. L.E. Franks und I.W. Sandberg: An alternative approach to the realization of network transfer functions: The N-path filter. Bell Syst. Techn. Journ., Bd. 39 (1960), S. 1321 - 1350.
14. I.A. Young, D.A. Hodges und P.R. Gray: Analog NMOS sampled-data recursive filter. 1977 IEEE Int. Solid-State Circuits Conf., Digest of Techn. Papers, S. 156 - 157, Philadelphia, Febr. 1977.
15. B.J. Hosticka, R.W. Brodersen und P.R. Gray: MOS sampled data recursive filters using switched capacitor integrators. IEEE Journ. Solid-State Circuits, Bd. SC-12 (1977), S. 600 - 608.
16. J.T. Caves, M.A. Copeland, C.F. Rahim und S.D. Rosenbaum: Sampled analog filtering using switched capacitors as resistor equivalents. IEEE Journ. Solid-State Circuits, Bd. SC-12 (1977), S. 592 - 599.

17. K. Martin, A.S. Sedra: Strays-insensitive switched-capacitor filters based on bilinear z-transform. Electr. Lett., Bd. 15 (1979), S. 365 - 366.
18. A. Fettweis: Filters met willekeurig gekozen dempingspolen en Tschebyschew-karakteristiek in het doorlaatgebied. Tijdschrift van het Nederlands Radiogenootschap, Bd. 25 (1960), S. 337 - 382.
19. H.J. Orchard: Inductorless filters. Electr. Lett., Bd. 2 (1966), S. 224 - 225.
20. H.J. Orchard: Loss sensitivities in singly and doubly terminated filters. IEEE Trans. Circuits and Systems, Bd. CAS-26 (1979), S. 293 - 297.
21. L. Fraiture und J.J. Neirynck: Theory of unit element filters. Revue HF, Bd. 7 (1969), S. 325 - 340.
22. D.J. Allstot, R.W. Brodersen und P.R. Gray: Fully-integrated high-order NMOS sampled-data ladder filters. Proc. 1978 IEEE Int. Solid-State Circuits Conf., S. 82, 83, 268, Philadelphia, Febr. 1978.
23. G.M. Jacobs, D.J. Allstot, R.W. Brodersen und P.R. Gray: Design techniques for MOS switched-capacitor ladder filters. IEEE Trans. Circuits and Systems, Bd. CAS-25 (1978), S. 1014 - 1021.
24. R.W. Brodersen, P.R. Gray und D.A. Hodges: MOS switched-capacitor filters. Proc. IEEE, Bd. 67 (1979), S. 61 - 75.
25. F.E.J. Girling und E.F. Good: The leapfrog or active ladder synthesis. Wireless World, Bd. 76 (1970), S. 341 - 345.
26. K. Martin: Improved circuits for the realization of switched-capacitor filters. IEEE Trans. Circuits and Systems, Bd. CAS-27 (1980), S. 237 - 244.
27. L.T. Bruton: Low sensitivity digital ladder filters. IEEE Trans. Circuits and Systems, Bd. CAS-22 (1975), S. 168 - 176.
28. J.A. Nossek: Switched-capacitor filters: A comparison and some experimental results. Frequenz, Bd. 33 (1979), S. 219 - 222.
29. M.S. Lee und C. Chang: Switched-capacitor filters using the LDI and bilinear transformations. IEEE Trans. Circuits and Systems, Bd. CAS-28 (1981), S. 265 - 270.
30. K. Martin und A.S. Sedra: Transfer function deviations due to resistor - SC equivalence assumption in switched-capacitor simulations of LC ladders. Electr. Lett., Bd. 16 (1980), S. 387 - 389.
31. T.C. Choi und R.W. Brodersen: Considerations for high-frequency switched-capacitor ladder filters. IEEE Trans. Circuits and Systems, Bd. CAS-27 (1980), S. 545 - 552.
32. K. Haug: Design, analysis and optimization of switched-capacitor filters derived from lumped analog models. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 35 (1981), S. 279 - 287.
33. S.O. Scanlan: Analysis and synthesis of switched-capacitor state-variable filters. IEEE Trans. Circuits and Systems, Bd. CAS-28 (1981), S. 85 - 93.
34. G.C. Temes: The derivation of switched-capacitor filters from active RC prototypes. Electr. Lett., Bd. 14 (1978), S. 361 - 362.
35. E. Lüder: Integrierbare Filter in VLSI-Technik. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 32 (1978), S. 381 - 389.

36. C.F. Rahim, M.A. Copeland und C.H. Chan: A functional MOS circuit for achieving the bilinear transformation in switched-capacitor filters. IEEE Journ. Solid-State Circuits, Bd. SC-13 (1978), S. 906 - 909.
37. M.S. Lee, G.C. Temes, C.Chang und M.B. Ghaderi: Bilinear switched-capacitor ladder filters. IEEE Trans. Circuits and Systems, Bd. CAS-28 (1981), S. 811 - 822.
38. S. Eriksson: An approach to the realization of switched-capacitor filters using the bilinear transformation. Proc. 1981 Europ. Conf. Circuit Theory and Design, S. 803 - 807, Den Haag, Niederlande, August 1981.
39. S. Signell und K. Mossberg: Parasitic-insensitive state-variable SC-filters derived from general LC-prototype filters via the bilinear transform. Proc. Journées d'Electronique, S. 295 - 303, Lausanne, Schweiz, Okt. 1981.
40. S. Eriksson: Design of parasitics-insensitive bilinear switched-capacitor filters - A flowgraph conversion method. Proc. 1982 Intern. Symp Circuits and Systems, S. 443 - 446, Rom, Italien, Mai 1982.
41. B.J. Hosticka und G.S. Moschytz: Switched-capacitor simulation of grounded inductors and gyrators. Electr. Lett., Bd. 14 (1978), S. 788 - 790.
42. G.C. Temes, H.J. Orchard und M. Jahanbegloo: Switched-capacitor filter design using the bilinear z-transform. IEEE Trans. Circuits and Systems, Bd. CAS-25 (1978), S. 1039 - 1044.
43. A. Fettweis: Basic principles of switched-capacitor filters using voltage inverter switches. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 33 (1979), S. 13 - 19.
44. A. Fettweis: Switched-capacitor filters using voltage inverter switches: Further design principles. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 33 (1979), S. 107 - 114.
45. G.C. Temes und M. Jahanbegloo: Switched-capacitor circuits bilinearly equivalent to floating inductor or FDNR. Electr. Lett., Bd. 15 (1979), S. 87 - 88.
46. B.J. Hosticka und G.S. Moschytz: FDNR transformation for switched-capacitor networks. Proc. 1979 IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, S. 766 - 769, Tokio, Japan, Juli 1979.
47. T.R. Viswanathan, J. Vlach und K. Singhal: Switched-capacitor transconductance elements and gyrators. Electr. Lett., Bd. 15 (1979), S. 318 - 319.
48. M.S. Lee: Switched-capacitor filters using floating-inductance simulation circuits. Electr. Lett., Bd. 15 (1979), S. 644 - 645.
49. J.A. Nossek und G.C. Temes: Switched-capacitor filter design using bilinear element modelling. IEEE Trans. Circuits and Systems, Bd. CAS-27 (1980), S. 481 - 491.
50. J.A. Nossek und G.C. Temes: Entwurf von Schalter-Kondensator-Filtern mit Hilfe der bilinearen Transformation. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 34 (1980), S. 118 - 124.
51. T. Inoue und F. Ueno: New bilinear switched-capacitor immittance convertor circuit. Electr. Lett., Bd. 16 (1980), S. 285 - 286.
52. G. Spahlinger: Simulierte Induktivitäten mit geschalteten Kondensatoren. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 35 (1981), S. 53 - 55.

53. L.T. Bruton: Network transfer functions using the concept of frequency-dependent negative resistance. IEEE Trans. Circuit Theory, Bd. CT-16 (1969), S. 406 - 408.
54. A. Fettweis: Realizability of digital filter networks. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 30 (1976), S. 90 - 96.
55. A. Fettweis: Digital filter structures related to classical filter networks. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 25 (1971), S. 79 - 89.
56. J. Mavor, H.M. Reekie, P.B. Denyer, S.O. Scanlan, T.M. Curran und A. Farrag: A prototype switched-capacitor voltage-wave filter realized in NMOS technology. IEEE Journ. Solid-State Circuits, Bd. SC-16 (1981), S. 716 - 723.
57. U. Kleine, D. Herbst, B. Höfflinger, B.J. Hosticka und R. Schweer: Real-time programmable unit-element SC filter for LPC synthesis. Electr. Lett., Bd. 17 (1981), S. 600 - 602.
58. S. Eriksson: Realization of synchronous wave switched-capacitor filters. Proc. 1981 Europ. Conf. Circuit Theory and Design, S. 650 - 654, Den Haag, Niederlande, August 1981.
59. J. Pandel: Switched-capacitor elements for VIS-SC-filters with reduced influence of parasitic capacitances. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 35 (1981), S. 121 - 130.
60. D. Herbst, B. Höfflinger, K. Schumacher, R. Schweer, A. Fettweis, K.-A. Owenier und J. Pandel: MOS switched-capacitor filters with reduced number of operational amplifiers. IEEE Journ. Solid-State Circuits, Bd. SC-14 (1979), S. 1010 - 1019.
61. A. Fettweis, D. Herbst, B. Höfflinger, J. Pandel und R. Schweer: MOS switched-capacitor filters using voltage inverter switches. IEEE Trans. Circuits and Systems, Bd. CAS-27 (1980), S. 527 - 538.
62. D. Herbst und B.J. Hosticka: Novel bottom-plate stray-insensitive voltage inverter switch. Electr. Lett., Bd. 16 (1980), S. 636 - 637.
63. J. Pandel: Design of bottom plate parasitics insensitive SC-filters using recharging devices. Proc. 1981 Europ. Conf. Circuit Theory and Design, S. 675 - 679, Den Haag, Niederlande, August 1981.
64. D. Herbst, J. Pandel, A. Fettweis und B. Höfflinger: VIS-SC filters with reduced influences of parasitic capacitances. IEE Proceedings, Bd. 129 - Pt. G (1982), S. 29 - 39.
65. M. Schlichte: Schaltungsanordnung zur impulsweisen Energieübertragung, insbesondere für Zeitmultiplex-Vermittlungssysteme. Deutsche Patentschrift Nr. 1 227 079, angemeldet am 20. Dez. 1963.
66. R. Boite und J.V.P. Thiran: Synthesis of filters with capacitances, switches, and regenerating devices. IEEE Trans. Circuit Theory, Bd. CT-15 (1968), S. 447 - 454.
67. H. Weinrichter: Kondensator-Kommutator-Netzwerke. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 26 (1972), S. 293 - 305.
68. A. Fettweis: Some properties of pulse impedances and pulse impedance matrices. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 24 (1970), S. 506 - 512.
69. D. Herbst, B. Höfflinger, K. Schumacher, R. Schweer, A. Fettweis, K.-A. Owenier und J. Pandel: MOS switched-capacitor filters. 1979 IEEE Int. Solid-State Circuits Conf., Digest of Techn. Papers, S. 74, 75, 281, 282, Philadelphia, Febr. 1979.

70. D. Herbst, B. Höfflinger, K. Schumacher und R. Schweer: Für hohe Integrationsgrade geeignete MOS-Schalter-Kondensator-Filter mit wenigen Operationsverstärkern. NTG-Fachberichte, Bd. 68, S. 94 - 98, VDE, Berlin, April 1979.
71. A. Fettweis: Switched-capacitor filters using voltage inverter switches. Proc. 1979 Int. Symp. Circuits and Systems, S. 910 - 913, Tokio, Juli 1979.
72. A. Fettweis, D. Herbst und J.A. Nossek: Floating voltage inverter switches for switched-capacitor filters. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 33 (1979), S. 376 - 377.
73. R. Schweer, J. Pandel und D. Herbst: MOS Schalter-Kondensator-Filter mit Spannungsumkehrschaltern. Nachrichten-Elektronik, Bd. 10 (1979), S. 321 - 326.
74. D. Herbst, A. Fettweis, B. Höfflinger, U. Kleine, W. Nientiedt, J. Pandel und R. Schweer: A 7th-order unit element filter in VIS-SC-technique. 6th Europ. Solid-State Circuits Conf., Digest of Techn. Papers, S. 324 - 327, Grenoble, Frankreich, Sept. 1980.
75. D. Herbst, B.J. Hosticka, B. Höfflinger, U. Kleine, W. Nientiedt und R. Schweer: Integrated CMOS SC-filter with 170 kHz cutoff frequency. Electr. Lett., Bd. 17 (1981), S. 205 - 207.
76. J. Pandel: Design and analysis of switched-capacitor filters using recharging devices. Proc. 24th Midwest Symp. Circuits and Systems, S. 454 - 458, Albuquerque, New Mexico, Juni 1981.
77. D. Herbst, A. Fettweis, B. Höfflinger, U. Kleine, W. Nientiedt, J. Pandel und R. Schweer: An integrated seventh-order unit element filter in VIS-SC technique. IEEE Journ. Solid-State Circuits, Bd. SC-16 (1981), S. 140 - 146.
78. J. Pandel und D. Herbst: VIS-SC filters for higher clock frequency applications. Electr. Lett., Bd. 17 (1981), S. 504 - 506.
79. D. Herbst, B. Höfflinger, B.J. Hosticka, U. Kleine und R. Schweer: Master-slice SC filters. Proc. 1981 Europ. Conf. Circuit Theory and Design, S. 639 - 643, Den Haag, Niederlande, August 1981.
80. B.J. Hosticka, D. Herbst, B. Höfflinger, U. Kleine, J. Pandel und R. Schweer: Real-time programmable low-power SC bandpass filter. 1981 Europ. Solid-State Circuits Conf., Digest of Techn. Papers, S. 126 - 129, Freiburg, Sept. 1981.
81. J. Pandel und Huang Dawei: Novel realization of floating voltage inverter switches and inductances for switched-capacitor filters. Proc. 15th Asilomar Conf. on Circuits, Systems, and Computers, S. 293 - 297, Pacific Grove, Kalifornien, Nov. 1981.
82. B.J. Hosticka, D. Herbst, B. Höfflinger, U. Kleine, J. Pandel und R. Schweer: Real-time programmable low power SC bandpass filter. IEEE Journ. Solid-State Circuits, Bd. SC-17 (1982), S. 499 - 506.
83. R. Schweer, B. Höfflinger, B.J. Hosticka und U. Kleine: Novel stray-insensitive voltage inverter switches. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 36 (1982), S. 270 - 274.
84. D. König: Theorie der endlichen und unendlichen Graphen. Nachdruck: Chelsea Publishing Company, New York.
85. S. Seshu und M.B. Reed: Linear graphs and electrical networks. Addison - Wesley Publishing Company, Reading, Mass., 1961.

86. M.K. Li: Switched-capacitor realization of C- and D-sections. Electr. Lett., Bd. 16 (1980), S. 603-604.
87. A. Fettweis: Pseudopassivity, sensitivity, and stability of wave digital filters. IEEE Trans. Circuit Theory, Bd. CT-19 (1972), S. 668-673.
88. A. Fettweis: Scattering properties of wave digital filters. Proc. Florence Seminar on Digital Filtering, S. 1-9, Florenz, Italien, 1972.
89. R. Saal: Handbuch zum Filterentwurf. AEG - Telefunken, Berlin, Frankfurt, 1979.
90. A. Fettweis: Conversion functions of circuits for recovery and sampling in PCM terminals. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 26 (1972), S. 201-206.
91. A. Fettweis und A. Khalil: Optimal low-sensitivity anti-aliasing and conversion filters. IEEE Trans. Circuits and Systems, Bd. CAS-27 (1980), S. 559-566.
92. A. Khalil und J. Pandel: Interpolation circuits as a test-aid for switched-capacitor filters and digital filters. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 35 (1981), S. 182-184.
93. A. Fettweis: Canonic realization of ladder wave digital filters. Int. Journ. Circuit Theory and Applications, Bd. 3 (1975), S. 321-332.
94. K. Meerkötter: Canonic realization of wave digital filters involving unit elements. Int. Journ. Circuit Theory and Applications, Bd. 5 (1977), S. 395-402.
95. K. Meerkötter: Beiträge zur Theorie der Wellendigitalfilter. Dissertation, Ruhr-Universität Bochum, Bochum, 1979.
96. K. Kuroda: General properties and synthesis of transmission-line networks. Veröffentlicht in "Microwave filters and circuits" (herausgeg. von A. Matsumoto), Academic Press, New York, 1970.
97. B. Höfflinger (Herausg.): Großintegration. R. Oldenbourg, München - Wien, 1978.
98. R.E. Suárez, P.R. Gray und D.A. Hodges: All-MOS charge redistribution analog to digital conversion techniques - Part II. IEEE Journ. Solid-State Circuits, Bd. SC-10 (1975), S. 379-385.
99. B.J. Hosticka: Novel dynamic CMOS amplifier for switched-capacitor integrators. Electr. Lett., Bd. 15 (1979), S. 532-533.
100. B.J. Hosticka: Dynamic CMOS amplifiers. IEEE Journ. Solid-State Circuits, Bd. SC-15 (1980), S. 887-894.
101. B.J. Hosticka, B. Höfflinger und D. Herbst: Performance of integrated dynamic MOS amplifiers. Electr. Lett., Bd. 17 (1981), S. 298-300.
102. J. Pandel und Huang Dawei: Analysis of wave switched-capacitor filters. Zur Veröffentlichung eingereicht.
103. J.A. Nossek und H. Weinrichter: Equivalent circuits for switched-capacitor networks including recharging devices. IEEE Trans. Circuits and Systems, Bd. CAS-27 (1980), S. 539-544.
104. G.C. Temes und R. Gregorian: Compensation for parasitic capacitances in switched-capacitor filters. Electr. Lett., Bd. 15 (1979), S. 377-379.
105. J. Wallot: Einführung in die Theorie der Schwachstromtechnik. Springer, Berlin - Göttingen - Heidelberg, 1948.

106. M. Hasler: Stray capacitance insensitive switched-capacitor filters. Proc. 1981 Int. Symp. Circuits and Systems, S. 42 - 45, Chicago, April 1981.
107. P.I. Richards: Resistor - transmission-line circuits. Proc. IRE, Bd. 36 (1948), S. 217 - 220.
108. A. Fettweis: Cascade synthesis of lossless two-ports by transfer matrix factorization. Veröffentl. in "Network theory" (Proc. 1969 NATO Advanced Study Institute on Network Theory), herausgeg. von R. Boite, Gordon and Breach, New York, 1972.
109. K.-A. Owenier: Optimierung von Filtern, insbesondere von Wellendigitalfiltern mit verringerter Zahl an Multiplizierern. Dissertation, Ruhr-Universität Bochum, Bochum, 1977.
110. K.-A. Owenier: Uniform recurrence formulæ for the characteristic function of classical LC-filters, wave digital filters, and VIS-SC-filters, with Tchebycheff passband. Proc. 1982 IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, S. 337 - 340, Rom, Mai 1982.
111. K.-A. Owenier: Efficient interpolation method for the synthesis of lossless ladder filters. Proc. 16th Asilomar Conf. on Circuits, Systems, and Computers, S. 131 - 135, Pacific Grove, Ca., November 1982.
112. R. Schweer, B. Höfflinger und U. Kleine: Synthesis and analysis programs for VIS-SC filters. Proc. 1981 Europ. Conf. on Circuit Theory and Design, S. 644 - 649, Den Haag, Niederlande, August 1981.
113. Th. J. Weijers: Filters, built from coaxial conductors. Philips Telecommunication Review, Bd. 18 (1957), S. 186 - 206, und Bd. 19 (1958), S. 23 - 54.
114. K. Hatori: Transmission-line filters on the image-parameter basis. Veröff. in "Microwave filters and circuits" (herausgeg. von A. Matsumoto), Academic Press, New York, 1970.
115. R. Feldtkeller: Einführung in die Siebschaltungstheorie der elektrischen Nachrichtentechnik. S. Hirzel, Stuttgart, 1950.
116. W. Klein: Grundlagen der Theorie elektrischer Schaltungen. Akademie-Verlag, Berlin, 1961.
117. V. Belevitch: Classical network theory. Holden-Day, San Francisco, 1968.
118. A.G. Constantinides: Spectral transformations for digital filters. Proc. IEE, Bd. 117 (1970), S. 1585 - 1590.
119. J. Pandel: Scaling techniques for switched-capacitor filters employing voltage inverter switches. Int. Journ. Circuit Theory and Applications, Bd. 11 (1983), S. 73 - 96.
120. D. Herbst: Monolithisch integrierte MOS-Schalter-Kondensator mit Spannungsumkehrschaltern. Dissertation, Universität Dortmund, Dortmund, 1981.
121. A. Fettweis: SC-Filter mit Spannungsumkehrschaltern - theoretische Grundlagen. Wird veröffentlicht.
122. A. Fettweis: Private Mitteilungen.
123. J. Pandel: Sequential voltage-inversion principle for switched-capacitor filters. Electr. Lett., Bd. 15 (1979), S. 399 - 400.
124. D. Brückmann: Unveröffentlichte Untersuchungen. Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, Ruhr-Universität Bochum, Dezember 1982.
125. A. Fettweis: On the connection between multiplier word length limitation and roundoff noise in digital filters. IEEE Trans. Circuit Theory, Bd. CT-19(1972), S. 486 - 491.

126. A. Fettweis: On noise performance of capacitor-gyator filters. Int. Journ. Circuit Theory and Applications, Bd. 2 (1974), S. 181-186.
127. CCITT, Fifth Plenary Assembly, Line transmission, Rec. G. 132, Bd. III-1, S. 55, Dezember 1972.
128. J. Pandel: Principles of pseudo-N-path switched-capacitor filters using recharging devices. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 36(1982), S. 177-187.
129. J. Pandel: Design of higher order pseudo-N-path filters and frequency symmetrical filters in VIS-SC technique. AEÜ, Bd. 37(1983), S. 251-260.
130. J. Pandel: Switched-capacitor filters using voltage inverter switches - New results. Wird veröffentlicht.
131. W. Wegener: On the design of wave digital lattice filters with short coefficient word lengths and optimal dynamic range. IEEE Trans. Circuits and Systems, Bd. CAS-25(1978), S. 1091-1098.
132. W. Wegener: Entwurf von Wellendigitalfiltern mit minimalem Realisierungsaufwand. Dissertation, Ruhr-Universität Bochum, Bochum, 1980.
133. W. Wegener: Synthesis of wave digital filters by scattering matrix factorization. Proc. 1981 Europ. Conf. on Circuit Theory and Design, S. 887-882, Den Haag, Niederlande, August 1981.
134. A. Fettweis und J.A. Nossek: Sampling rate increase and decrease in wave digital filters. Proc. 1982 IEEE Intern. Symp. Circuits and Systems, S. 839-842, Chicago, April 1981.
135. A. Fettweis und J.A. Nossek: Sampling rate increase and decrease in wave digital filters. Trans. Circuits and Systems, Bd. CAS-29(1982), S. 797-806.
136. A. Fettweis und H. Wupper: A solution to the balancing problem in N-path filters. IEEE Trans. Circuits Theory, Bd. CT-18(1971), S. 403-405.
137. A. Fettweis: Principles for multiplier-free single-way PCM/FDM and audio/FDM conversion. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 32(1978), S. 441-446.
138. A. Fettweis: Multiplier-free modulation schemes for PCM/FDM and audio/FDM conversion. Arch. Elektr. Übertr., Bd. 32(1978), S. 477-485.
139. A. Fettweis: Transmultiplexers with either analog conversion circuits, wave digital filters or SC filters - A review. IEEE Trans. on Communications, Bd. COM-30(1982), S. 1575-1586.

Herrn Prof. Dr. A. Fettweis danke ich für die interessante Aufgabenstellung, für die intensive Betreuung und für die zahlreichen Anregungen und Hinweise, die zum Gelingen dieser Arbeit erheblich beigetragen haben.

Mein besonderer Dank gilt auch Herrn Dr. G. Zimmer für die Übernahme des Korreferats und für die Herstellung von integrierten Schaltungen.

Ferner möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr. B. Höfflinger und seinen ehemaligen Mitarbeitern Herrn Dr. D. Herbst, Herrn Dr. B.J. Hosticka, Herrn U. Kleine und Herrn Dr. R. Schweer für die fruchtbare Zusammenarbeit bedanken. Bei meinen Kollegen, insbesondere bei Herrn D. Brückmann, Herrn Huang Dawei, Herrn Dr. K. Meerkötter, Herrn Dr. K.-A. Owenier und Herrn Dr. F.-J. Reich bedanke ich mich für die ständige Hilfsbereitschaft und Unterstützung.

Lebenslauf

12. Oktober 1947	geboren in Wuppertal
Frühjahr 1954 bis Frühjahr 1958	Besuch der Volksschule in Wuppertal-Küllenhahn
Frühjahr 1958 bis Frühjahr 1964	Besuch der Realschule in Wuppertal-Elberfeld
April 1964 bis September 1967	Ausbildung zum Radio- und Fernsehtechniker
Oktober 1967 bis März 1968	Praktikum bei Firma Wilhelm Quante, Fernmeldetechnischer Apparatebau, Wuppertal
März 1968 bis Juli 1971	Elektrotechnik-Studium an der Staatlichen Ingenieurschule für Maschinenwesen, Wuppertal
August 1971 bis September 1972	Berufstätig als Ingenieur bei Firma Hartmann und Braun, Heiligenhaus
Oktober 1972 bis Juli 1977	Elektrotechnik-Studium an der Ruhr-Universität Bochum
seit September 1977	Wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, Ruhr-Universität Bochum

